

电机学

高等学校教材

电 机 学

叶 东 编

津新登字(90)003号

责任编辑: 苏 飞

高等学校教材

电机学

叶 东 编

*

天津科学技术出版社出版、发行

天津市张自忠路189号 邮编300020

华北电力学院印刷厂印刷

*

开本 787×1092 毫米 1/16 印张 33.25 字数 786 000

1995年2月第1版

1995年2月第1次印刷

印数: 1—3 000

ISBN 7-5308-1752-3

G·452 定价: 24.70元

编 者 的 话

本书是参照高等学校电力工程类专业教学指导委员会、电机学小组审订的《电机学课程教学基本要求》编写的。该书可作为电力工程专业教材和该专业的函授教材,也可供有关工程技术人员参考。

该书本着紧密联系电力工程专业实际,并贯彻少而精的原则,逐一论述了变压器、同步电机、异步电机和直流电机的基本结构、电磁过程、理论分析方法、参数和运行特性。为了便于复习和自学,每章前提出了本章重要内容,每章末附有小结。到一定阶段有自测题,以检验读者自己掌握基本内容的程度。书后还有思考题和习题。为了使读者初步掌握一些电机英语词汇,除把正文中的有关电机名词用英文标注外,还在习题中编入了少量英文题。

该书的第一稿是由叶东编写变压器、同步电机、异步电机部分,孙启坤编写直流电机部分。在此基础上,叶东对全书进行了修改,对某些章节进行了重写。施传立老师对全书作了仔细的审核。经过多年的使用和教学实践,这次又对全书进行了较仔细的修订,并请李和明老师审订了同步电机部分,朱凌老师审订了直流电机部分。修订过程中,华北电力学院电机教研室的同志提出了许多建设性的意见。

本书由天津大学阎学文教授主审。上海交通大学林闰汤教授、东北电力学院杨玉荣教授某些章节也进行了仔细审阅,广西大学陈可新副教授对全书提出了许多宝贵意见,华北电力学院教材中心对该书的出版给予了多方面的支持,在此一并致谢。

在编写过程中,参考了李发海等主编的《电机学》、许实章主编的《电机学》和汤蕴璆等主编的《电机理论与运行》,为此,也对上述主编表示谢意。

由于水平有限,热忱地希望读者对书中的缺点和错误批评指正。

编 者

1994年1月于保定

开本 787×1092 1/32

1995年2月第1版

1995年2月第1次印刷

印数: 1—3 000

ISBN 7-5308-1752-3

G·452 定价: 24.70元

目 录

概论.....	1
§ 0-1 电机的作用及主要类型	1
§ 0-2 电机中所用材料和铁磁材料的特性	2
§ 0-3 研究电机常用的电磁定律	5
§ 0-4 旋转电机中的电动势、转矩与能量转换	15
§ 0-5 磁路和磁路计算	16
概论自测题	22

第一篇 变 压 器

第一章 变压器的基本工作原理和结构	24
§ 1-1 变压器在电力系统中的应用	24
§ 1-2 变压器的基本工作原理及分类	25
§ 1-3 变压器的基本结构	28
§ 1-4 变压器的额定值	35
小 结	37
第二章 变压器的运行分析	38
§ 2-1 变压器各电磁量的规定正方向	38
§ 2-2 变压器的空载运行	39
§ 2-3 变压器的负载运行	47
§ 2-4 变压器参数的测定	54
§ 2-5 标么值	57
§ 2-6 变压器的运行性能	61
小 结	
第一章至第二章自测题	
第三章 三相变压器	
§ 3-1 三相变压器的磁路系统	
§ 3-2 三相变压器的电路系统——绕组的联结和联结组	
§ 3-3 三相变压器空载运行时的电动势波形	
§ 3-4 三相变压器的不对称运行	

§ 3-5 变压器的 V, v 联结	89
小 结	90
第三章自测题	90
第四章 三绕组变压器、自耦变压器和互感器	92
§ 4-1 三绕组变压器	92
§ 4-2 自耦变压器	100
§ 4-3 电流互感器和电压互感器	107
小 结	109
第五章 变压器的并联运行	110
§ 5-1 概述	110
§ 5-2 变压器的理想并联条件	110
§ 5-3 变比相同、短路阻抗标么值不相等的变压器并联运行时的负载分配	111
§ 5-4 变比不相等的变压器并联运行时的负载分配	113
小 结	114
第六章 变压器的瞬态过程	115
§ 6-1 概述	115
§ 6-2 变压器空载合闸时的瞬态过程	115
§ 6-3 变压器副边突然短路的瞬态过程	118
小 结	120
第四章至第六章自测题	121

第二篇 同 步 电 机

第七章 同步电机的基本知识及结构	122
§ 7-1 概述	122
§ 7-2 同步电机的基本工作原理	123
§ 7-3 同步电机的基本结构	124
§ 7-4 同步电机的励磁方式	130
§ 7-5 同步电机的额定值	135
结	135
绕组和电动势	136
基本概念	136
.....	138
.....	143
.....	147

§ 8-5 谐波电动势及其削弱的方法	157
小 结	158
第九章 交流绕组的磁动势	159
§ 9-1 概述	159
§ 9-2 一相绕组的磁动势	159
§ 9-3 三相绕组的磁动势	171
§ 9-4 椭圆形旋转磁动势	179
§ 9-5 三相绕组合成磁动势图	183
§ 9-6 交流绕组漏磁通和漏抗的概念	184
小 结	185
第七章至第九章自测题	186
第十章 同步发电机的基本电磁关系	189
§ 10-1 同步发电机的空载运行	189
§ 10-2 三相同步发电机的电枢反应	190
§ 10-3 隐极同步发电机的电动势方程式、同步电抗和相量图	195
§ 10-4 凸极同步发电机的双反应理论	199
§ 10-5 凸极同步发电机的电动势方程式、同步电抗和相量图	202
§ 10-6 从空载特性、短路特性求同步电抗的不饱和值和短路比	207
§ 10-7 用转差法试验测同步电机的同步电抗	211
§ 10-8 同步发电机的零功率因数负载特性及保梯电抗的测定	212
§ 10-9 同步发电机的外特性和调整特性	215
小 结	217
第十一章 同步发电机的并联运行	218
§ 11-1 概述	218
§ 11-2 同步发电机并联投入的条件和方法	219
§ 11-3 同步发电机的功率和转矩平衡方程式	223
§ 11-4 同步电机的功角特性	224
§ 11-5 同步发电机与无限大电网并联运行时有功功率的调节和静态稳定	228
§ 11-6 无功功率的调节和 V 形曲线	232
小 结	236
第十章至第十一章自测题	237
第十二章 同步电动机和同步调相机	
§ 12-1 同步电动机的基本方程式和相量图	
§ 12-2 同步电动机的 V 形曲线	
§ 12-3 同步电动机的起动方法	24

§ 12-4 反应式同步电动机	245
§ 12-5 同步调相机	247
小 结	249

第十三章 同步发电机的不对称运行	250
§ 13-1 概述	250
§ 13-2 同步发电机不对称运行时的相序电动势、相序电抗和等效电路	251
§ 13-3 同步发电机的不对称运行分析实例	246
§ 13-4 不对称运行的影响	260
小 结	261

第十四章 同步发电机的三相突然短路	262
§ 14-1 概述	262
§ 14-2 超导体闭合回路磁链守恒原理	262
§ 14-3 同步发电机空载时发生三相突然短路的物理过程	264
§ 14-4 瞬态和超瞬态电抗的测定方法	278
§ 14-5 突然短路对同步电机的影响	279
小 结	282
第十二章至第十四章自测题	282

第三篇 异步电机

第十五章 三相异步电动机的基本结构和基本工作原理	284
§ 15-1 概述	284
§ 15-2 异步电机的基本结构	285
§ 15-3 三相异步电机的工作原理和异步电机的三种运行状态	289
§ 15-4 异步电动机的额定值	292
小 结	293

第十六章 三相异步电动机的运行原理	295
§ 16-1 概述	295
§ 16-2 转子静止时的异步电动机	296
§ 16-3 转子旋转时的异步电动机	307
§ 16-4 笼型转子的极数、相数和匝数	316
§ 16-5 异步电动机的参数测定	318
小 结	321
十五章至第十六章自测题	322

第十七章 异步电动机的功率、转矩和运行特性	324
------------------------------------	-----

§ 17-1 异步电动机的功率关系	324
§ 17-2 异步电动机的转矩关系	328
§ 17-3 三相异步电动机的工作特性	329
小 结	341
第十七章自测题	342
第十八章 三相异步电动机的起动	343
§ 18-1 异步电动机的起动性能	343
§ 18-2 笼型异步电动机的起动	344
§ 18-3 绕线转子异步电动机的起动	351
§ 18-4 具有高起动转矩的笼型异步电动机	355
§ 18-5 谐波磁场产生的附加转矩及其对起动的影响	357
小 结	360
第十九章 三相异步电动机的调速	361
§ 19-1 概述	361
§ 19-2 变极调速	361
§ 19-3 变频调速	365
§ 19-4 不改变同步转速的调速方法	367
小 结	370
第十八章至第十九章自测题	371
第二十章 异步电机的其它运行方式	373
§ 20-1 异步发电机	373
§ 20-2 异步电机的制动运行	378
§ 20-3 移相器和感应调压器	380
小 结	382
第二十一章 不对称电压下三相异步电动机的运行及单相异步电动机	383
§ 21-1 不对称电压下三相异步电动机的运行	383
§ 21-2 单相异步电动机	386
小 结	393

第四篇 直 流 电 机

第二十二章 直流电机的工作原理和基本结构	394
§ 22-1 概述	394
§ 22-2 直流电机的工作原理	394
§ 22-3 直流电机的基本结构	397

§ 22-4	直流电机的型号和额定值	401
小 结		402
第二十三章	直流电机的共同问题	403
§ 23-1	直流电机电枢绕组的一般知识	403
§ 23-2	单叠绕组	405
§ 23-3	单波绕组	408
§ 23-4	直流电机的磁势和磁场	410
§ 23-5	直流电机的电枢反应	414
§ 23-6	直流电机电枢绕组的感应电动势和电磁转矩	416
§ 23-7	直流电机的换向	418
§ 23-8	电位差火花、环火及防止方法	425
小 结		427
第二十四章	直流发电机	428
§ 24-1	直流发电机的用途及分类	428
§ 24-2	直流发电机稳态运行时的基本方程式	429
§ 24-3	他励直流发电机的运行特性	432
§ 24-4	并励直流发电机的自励条件和特性	434
§ 24-5	复励直流发电机的特性	437
小 结		441
第二十五章	直流电动机	442
§ 25-1	直流电机的可逆原理	442
§ 25-2	直流电动机的基本方程式	444
§ 25-3	直流电动机的基本方程式	445
§ 25-4	直流电动机的工作特性	447
§ 25-5	直流电动机的机械特性和电动机组稳定运行的条件	451
§ 25-6	直流电动机的调速	454
§ 25-7	直流电动机的制动	456
小 结		460
第二十六章	旋转电机的发热和冷却	462
§ 26-1	概述	462
§ 26-2	电机中常用绝缘材料的等级和电机各部分的温升限度	462
§ 26-3	电机的发热和冷却过程	465
§ 26-4	电机的定额	467
§ 26-5	电机的通风冷却方式	467
小 结		470

第二十二章至第二十六章自测题.....	471
---------------------	-----

电机学习题集

I 概论.....	473
习题一 感应电动势和电磁力.....	473
习题二 磁路计算.....	474
II 变压器.....	475
习题三 变压器的空载运行.....	475
习题四 变压器的空载运行.....	476
习题五 变压器的负载运行.....	477
习题六 变压器的负载运行.....	479
习题七 三相变压器.....	480
习题八 三相变压器.....	481
习题九 三绕组变压器和自耦变压器.....	482
习题十 变压器的并联运行.....	483
III 同步电机.....	485
习题十一 交流绕组的电动势.....	485
习题十二 交流绕组及其电动势.....	486
习题十三 交流绕组的磁动势.....	487
习题十四 交流绕组的磁动势.....	487
习题十五 交流绕组的磁动势.....	488
习题十六 同步发电机的电枢反应.....	490
习题十七 同步发电机基本电磁关系.....	492
习题十八 同步发电机基本电磁关系.....	493
习题十九 同步电机的参数.....	494
习题二十 同步发电机的并联运行.....	496
习题二十一 同步发电机的并联运行.....	496
习题二十二 同步电动机和同步补偿机.....	498
习题二十三 同步发电机的不对称运行.....	499
习题二十四 同步发电机的三相突然短路.....	500
IV 异步电机.....	501
习题二十五 异步电动机基本工作原理.....	501
习题二十六 异步电动机运行分析.....	501
习题二十七 异步电动机运行分析.....	503
习题二十八 异步电动机的功率和转矩.....	504

习题二十九	异步电动机的机械特性.....	505
习题三十	异步电动机的机械特性.....	506
习题三十一	异步电动机的起动.....	506
习题三十二	异步电动机的调速.....	507
V	直流电机.....	508
习题三十三	直流电机的绕组.....	508
习题三十四	直流电机的电枢反应	50
习题三十五	直流电机的感应电动势和电磁转矩.....	510
习题三十六	直流电机的换向.....	510
习题三十七	直流发电机.....	511
习题三十八	直流电动机.....	512
习题三十九	直流电动机.....	513

主要符号表

A ——电负荷	f_1 ——基波频率
a ——交流绕组并联支路数	f_2 ——异步电机转子电流频率
直流电机绕组并联支路对数	f_v —— v 次谐波频率
对称分量法中的算子	H ——磁场强度
B ——磁通密度	H_c ——矫顽力
B_{av} ——平均磁通密度	h ——高度
B_g ——气隙磁密	I ——电流有效值
B_{1m} ——基波磁密最大值	I_0 ——空载电流
b ——电纳	I_m ——激磁电流
C_e ——电势常数	I_1, I_2 ——变压器原、副边电流
C_M ——转矩常数	异步电机定、转子电流
D ——直径	I_a ——电枢电流
E ——电势有效值	I_d ——电枢电流直轴分量
E_1, E_2 ——变压器原、副边电动势	I_q ——电枢电流交轴分量
异步电机定、转子电动势	I_K ——短路电流
E_0 ——空载电动势	I_L ——短路电流直流分量
E_{s1}, E_{s2} ——变压器原、副边漏磁电动势	I_L ——短路电流交流分量
异步电动机定、转子漏磁电动势	I_s ——起动电流
E_g ——气隙电动势	I_N ——额定电流
E_ϕ ——相电动势	I_f ——励磁电流
E_l ——线电动势	I^+, I^-, I^0 ——分别为正序、负序和零序电流
e ——电动势的瞬时值	i ——电流的瞬时值
F ——磁动势	J ——转动惯量
F_1, F_2 ——变压器原、副边磁动势	K ——换向器片数
异步电机定、转子磁动势	K_c ——短路比
F_0 ——空载磁动势	k ——变比
F_m ——激磁磁动势	k_e ——电动势比
F_a ——电枢反应磁动势	k_i ——电流比
F_{ad} ——直轴电枢反应磁动势	k_s ——自耦变压器变比
F_{aq} ——交轴电枢反应磁动势	k_g ——气隙系数(卡氏系数)
F_f ——同步电机励磁磁动势	k_{ad}, k_{aq} ——直轴和交轴电枢反应折算系数
F_g ——气隙磁动势	k_{q1} ——绕组基波分布因数
f ——频率;力;磁动势瞬时值	

k_{y1} ——绕组基波节距因数	s ——转差率
k_{w1} ——基波绕组因数	s_m ——临界转差率
k_m ——过载能力	T ——周期;时间常数
k_μ ——磁路饱和因数	T_M ——电磁转矩
L ——自感系数;长度	T_L ——负载转矩
M ——互感系数	T_0 ——空载转矩
m ——相数	T_N ——额定转矩
N ——电枢导体数	T_{max} ——最大转矩
n ——转速	T_s ——起动转矩
n_1 ——同步速	t ——时间;温度
n_N ——额定转速	U ——电压有效值
P ——功率	U_N ——额定电压
P_1, P_2 ——输入和输出功率	U_S ——电网电压
P_M ——电磁功率	U_G ——发电机电压
P_O ——机械功率	U^+, U^-, U^0 ——分别为正序、负序和零序电压
P_N ——额定功率	ΔU ——电压调整率
p ——极对数	u ——电压瞬时值
p_0 ——空载损耗	u_K ——短路电压
p_{Fe} ——铁耗	u_{Ka}, u_{Kr} ——短路电压的有功和无功分量
p_{Cu} ——铜耗	v ——线速度
p_m ——机械损耗	W ——能量
p_{ad} ——附加损耗	w_1, w_2 ——变压器原、副边绕组匝数
p_f ——励磁损耗	异步电机定、转子绕组匝数
Q ——无功功率;热量	w_c ——线圈匝数
q ——每极每相槽数	x_1, x_2 ——变压器原、副边漏电抗
R_L ——负载电阻	异步电机定、转子漏电抗
R_m ——磁阻	x_m ——激磁电抗
R_f ——励磁回路调节电阻	x_a ——电枢反应电抗
R_s ——起动电阻	x_{ad} ——直轴电枢反应电抗
r_1, r_2 ——变压器原、副边电阻	x_{aq} ——交轴电枢反应电抗
异步电机定、转子电阻	x_K ——短路电抗
r_a ——电枢绕组电阻	x_p ——保梯电抗
r_{Kd} ——直轴阻尼绕组电阻	x_s ——同步电抗
r_f ——励磁绕组电阻	x_d ——直轴同步电抗
r_K ——短路电阻	x_q ——交轴同步电抗
r_m ——铁耗等效电阻	x'_d, x''_d ——直轴瞬态和超瞬态电抗
S ——视在功率;面积;元件数	y ——节距
S_N ——额定容量	y_K ——换向器节距

Z ——电机槽数	ν ——谐波次数
Z_s ——直流电机虚槽数	τ ——极距
z_1, z_2 ——变压器原、副边漏阻抗	Φ ——磁通
异步电机定、转子漏阻抗	Φ_0 ——同步电机和直流电机励磁磁通(主磁通)
z_m ——激磁阻抗	Φ_s ——电枢反应磁通
z_L ——负载阻抗	Φ_d, Φ_q ——直轴和交轴电枢反应磁通
z_K ——短路阻抗	Φ_g ——气隙磁通
α ——角度	Φ_m ——变压器主磁通最大值
β ——角度; 负荷系数	Φ_l ——漏磁通
γ ——角度; 电导率	φ ——功率因数角
δ ——气隙长度	ψ ——磁链; 内功率因数角
η ——效率	Ω ——机械角速度
$\eta_{\max}$ ——最大效率	ω ——角频率
θ ——功率角; 温度	$*$ ——右上角加星标为标么值
Λ_m ——磁导	$'$ ——右上角加一撇为归算值
μ ——磁导率	

本书采用的主要物理量单位符号

A——安	Wb——韦伯
V——伏	Mx——麦克斯韦
kV——千伏	Gs——高斯
kW——千瓦	Oe——奥斯特
W——瓦	rad/s——弧度/秒
kVA——千伏安	r/min——转/分
kVAR——千乏	N——牛顿
Ω ——欧姆	m——米
H——亨利	N·m——牛顿·米
Hz——赫兹	kg——公斤
T——特斯拉	s——秒

概 论

§ 0-1 电机的作用及主要类型

电能国民经济和国防建设中获得了广泛的应用,而电机是生产、传输、分配及应用电能的主要设备,它在电力系统中占有相当重要的地位。同步发电机是电力系统的电源;变压器是输配电能的关键设备;异步电机是用电单位的一种主要原动机;直流电机在电力、交通运输、化工等部门也起着重要的作用。所以,对于电力类专业的学生,深刻地理解和掌握电机原理和性能,较全面地了解电机结构,学会分析电机运行中的问题,是非常必要的。

电机是根据电磁感应定律和电磁力定律实现电能和机械能之间相互转换的机械。发电机可把机械能转换为电能;电动机却把电能转换为机械能。其机电转换系统示意图如图 0-1(a)所示,图中箭头表示能量传递方向。

由于变压器是根据电磁感应定律可把一种电压等级的交流电能转换成另一种电压等级的交流电能的电器,其基本原理和异步电机有许多共同点,因此,人们把变压器也作为电机来进行研究。它的能量转换示意图如图 0-1(b)所示。

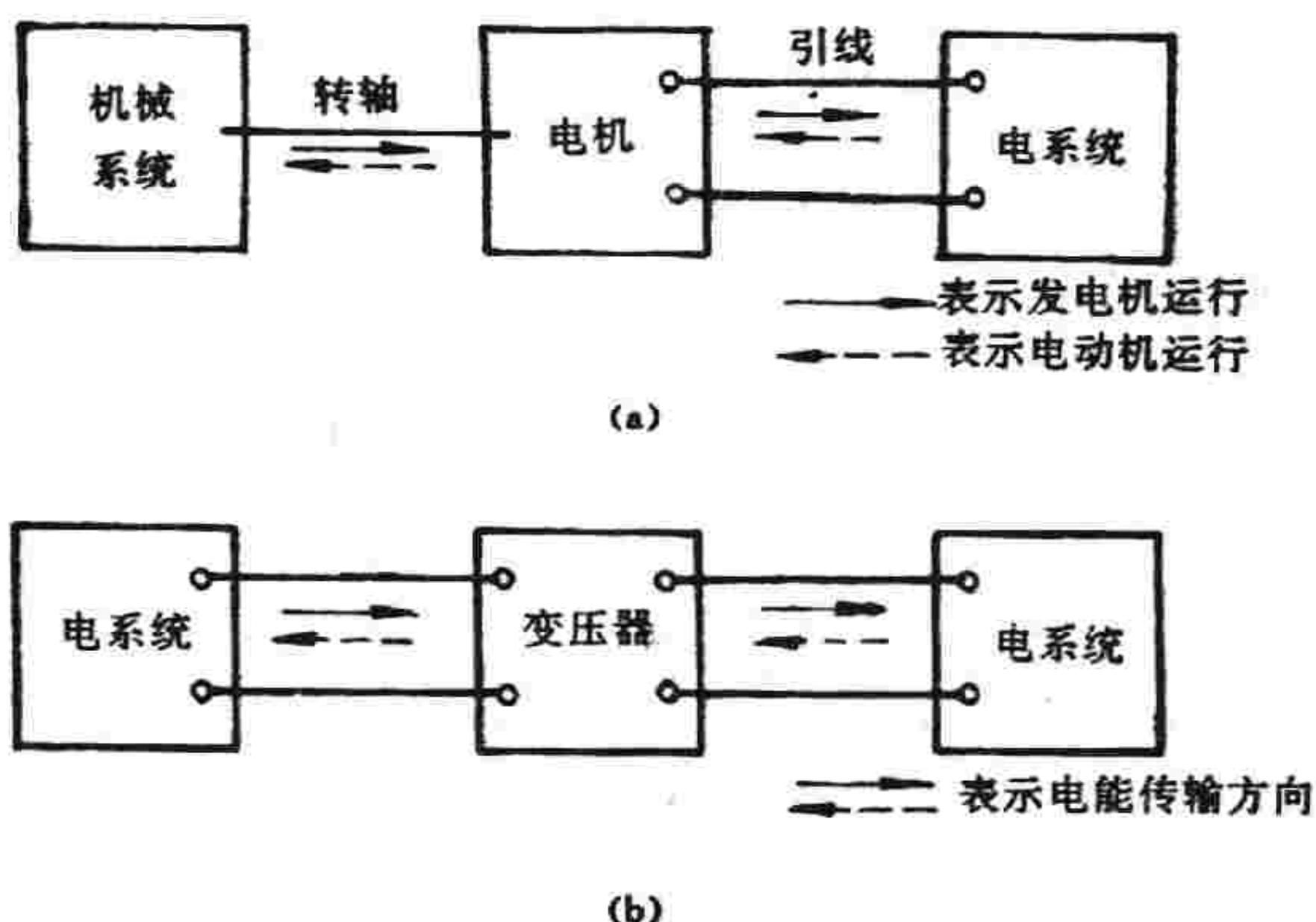


图 0-1 电机能量转换示意图

电机的种类、型式十分繁多,按电流形式和用途可作如下分类:

一、按电流形式分类

(一) 直流电机(*direct current machine*)

电机输出或输入的能量为直流电能

(二) 交流电机(*alternating current machine*)

电机输出或输入的能量为交流电能。交流电机主要包括变压器、同步电机(*synchronous*

machine)和异步电机(asynchronous machine)三大类。

二、按用途分类

(一)变压器(transformer)

它是将某一等级的交流电压与电流转变成另一等级的交流电压与电流的静止电器。

(二)发电机(generator)

它是将机械能转换成电能的旋转电机。

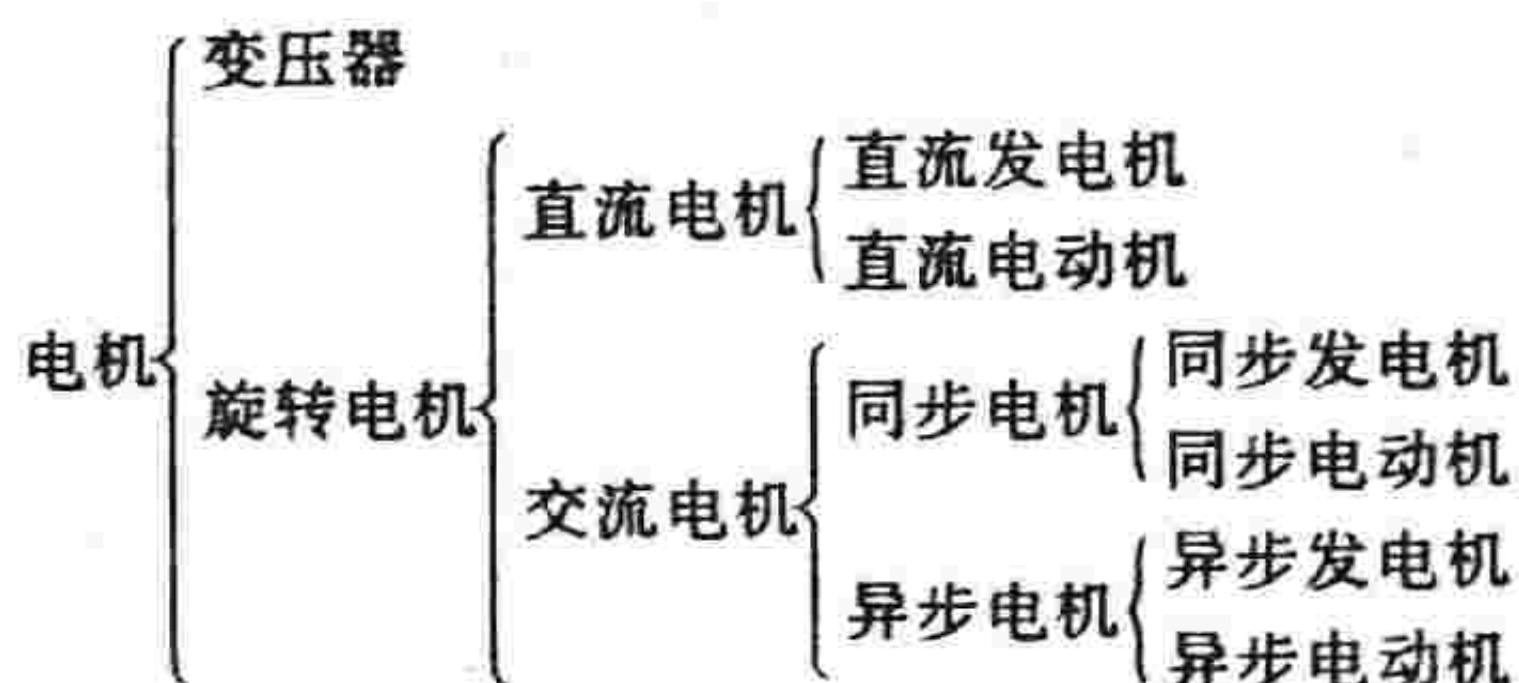
(三)电动机(motor)

它是将电能转换成机械能的旋转电机。还有一种直线运动的电动机,本书不作研究。

(四)控制电机(controlling machine)

它们的目的是主要不是为了传递能量,而是为了执行某种控制任务。它们有专门的书籍讨论,本书不作研究。

按照上述分类可归纳如下:



值得指出:发电机和电动机是同一电机的两种不同运行方式,其基本原理是一致的。

§ 0-2 电机中所用材料和铁磁材料的特性

电磁感应原理.

电机是一种以磁场为媒介,按照电磁感应原理实现能量转换的换能机械,所以在电机里必须具有引导磁通的铁心磁路和引导电流的良导体电路。为了把带电部分分隔开以构成电路,带电导体之间及导体与铁心之间还应有绝缘物质。此外,还有既不属于磁路也不属于电路,但却是构成电机整体所必须的结构部分。因此电机主要由以下四部分材料构成。

导电材料:用来构成电路。为了减小电阻损耗,电机线圈常采用紫铜线或铝线制成。

导磁材料:用来构成磁路。为了增加磁路的导磁性能,使在一定的励磁电流下产生较强的主磁场,电机和变压器的主磁路一般采用导磁性能较高和铁心损耗较小的硅钢片制成;而在直流单向磁路且兼作结构支撑的部分,则常采用导磁性能较高的钢板或铸钢制成。

绝缘材料:要求介电强度高,耐热性能好。常用的绝缘材料有 A、E、B、F、H、C 等级。由于各种绝缘材料的成分不同,所以耐热能力也不同。各级绝缘材料的极限容许温度见表 0-1。

表 0-1

各级绝缘材料的极限容许温度

A 级	E 级	B 级	F 级	H 级	C 级
105℃	120℃	130℃	155℃	180℃	180℃以上

结构材料,主要要求机械强度好。常用的结构材料有铸铁、铸钢和钢板。在小型电机中也有采用铝合金或塑料的。

本节只着重讨论铁磁材料在磁方面的一些特性,作为今后研究电机的磁路和运行特性的基础。

铁磁物质的特性:

一、磁导率(permeability)很大

物质按磁性能分,可分为:

顺磁性物质——其磁导率 μ 略大于真空磁导率 μ_0 。如铝、铬、锰、氧等。

抗磁性物质——其磁导率 μ 略小于 μ_0 。如铜、银、铅、铋、氢等。

铁磁性物质——其磁导率 $\mu_{fs} \gg \mu_0$ 。如铁、镍、钴及它们的合金。

真空的磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 。电机中所用的铁磁材料的磁导率 $\mu_{fs} \approx (2000 \sim 6000)\mu_0$ 。而其余材料(如铜、铝)的磁导率与 μ_0 相差无几,因此,在工程计算中,除了铁磁物质外,其余物质的磁导率都认为与 μ_0 相等。

铁磁性物质的磁导率很大的原因是由于铁磁材料内部存在着由安培电流产生的自发磁化区域。它相当于一块块极小磁铁,称为磁畴(domain)。磁化前,这些磁畴杂乱地排列着,如图 0-2(a)所示,磁性互相抵消,对外界不显示磁性。但在外界磁场作用下,这些磁畴沿着外界磁场的方向开始转动,如图 0-2(b)所示。如果继续加大外界磁场强度,则顺着外磁场极性的磁畴继续扩大,逆着外磁场极性的磁畴继续缩小,结果在铁磁体两端出现异性磁极,从而形成一个附加磁场迭加在外磁场上,如图 0-2(c)所示。由于铁磁材料的每个磁畴原来都是强烈磁化了的,具有很强的磁场,故它们产生的附加磁场要比非铁磁物质在同一外界磁场下所产生的强得多,所以铁磁物质的磁导率比非铁磁物质的要大得多。

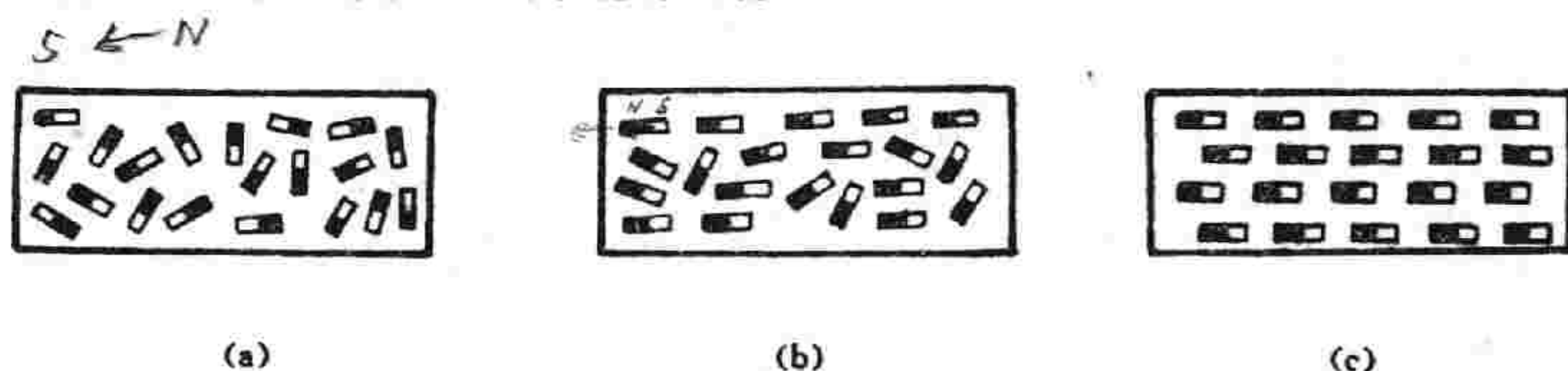


图 0-2 铁磁物质磁化的磁畴理论
(a)未被磁化 (b)稍微磁化 (c)完全磁化——饱和

二、磁通密度 B 与磁场强度 H 成饱和曲线关系

磁通密度(magnetic flux density) B 与磁场强度(magnetic field strength) H 的关系曲线称为磁化曲线(magnetization curve)。对于非铁磁材料,由于磁导率 μ_0 为一常数,所以,磁通密度 B 与磁场强度 H 成线性关系,即: $B = \mu_0 H$ 。铁磁材料却不然, $B = f(H)$ 关系为一曲线,如图 0-3 所示,从图可见,磁化曲线基本上可分为三段:

oa 段:外磁场较弱,但能使顺着外磁场极性的磁畴在扩大,逆着外磁场极性的磁畴在缩小。随着 H 的增加 B 增加,但较缓慢。

ab 段:此时外磁场较强,不但磁畴的扩大与缩小过程仍在继续进行,而且逆着外磁场方向的磁畴也开始转向与外磁场极性一致, B 随 H 几乎成直线关系上升。

bc 段:当外磁场再增加时,所有磁畴几乎都转到与外磁场极性一致的方向,这时它产生的

附加磁场达到最大值。即使外磁场再增加, B 的增加也有限。

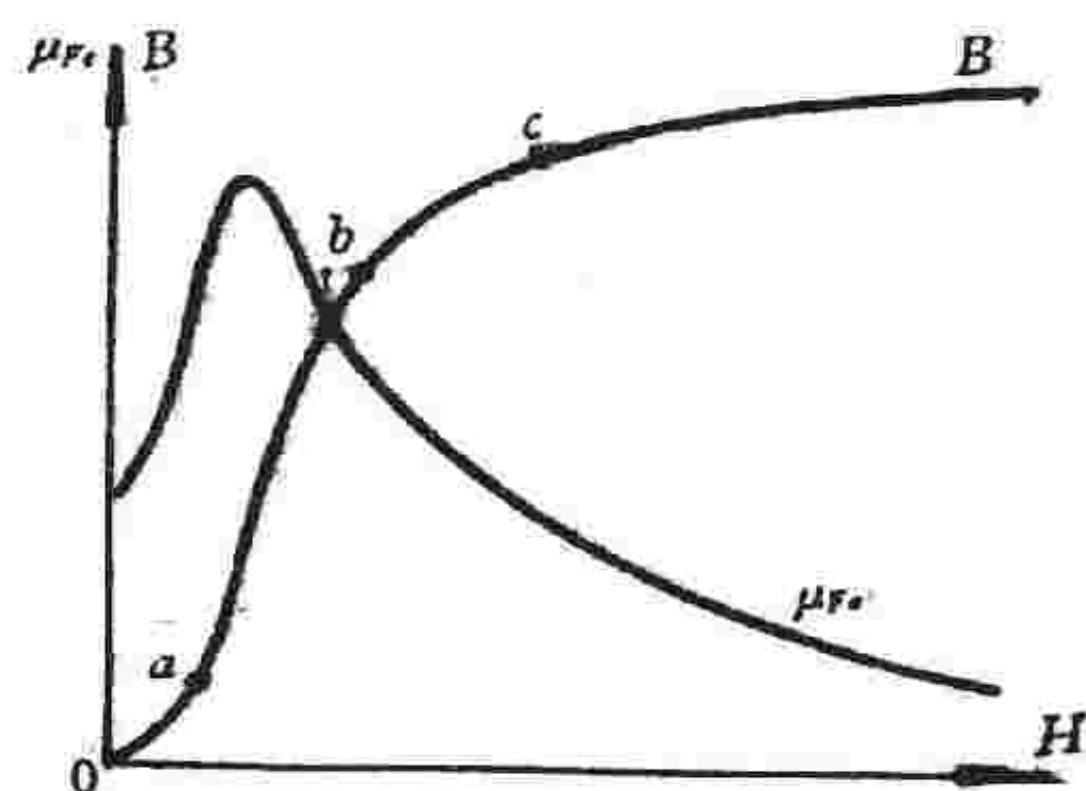


图 0-3 铁磁材料的磁化曲线和磁导率曲线

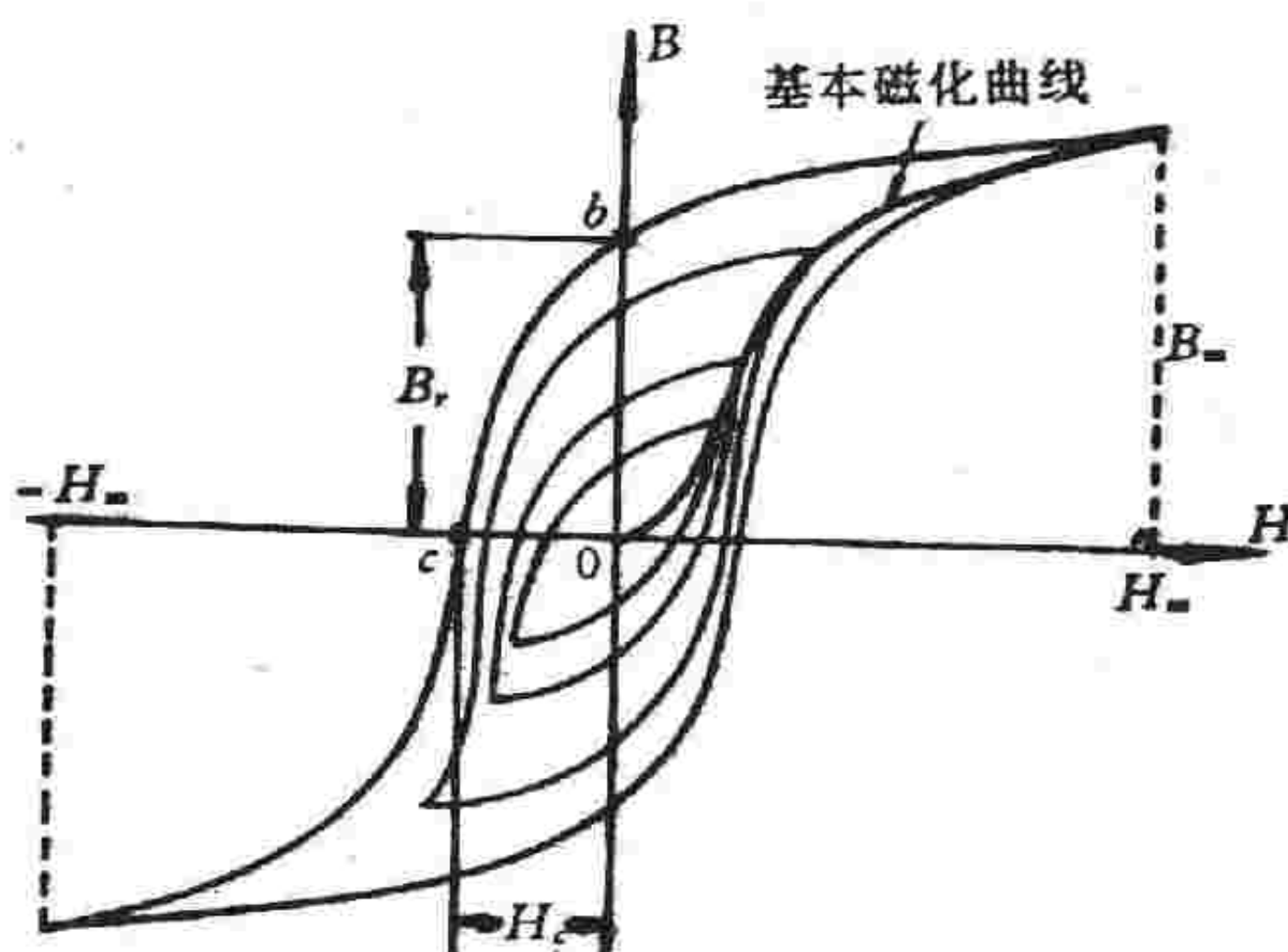
c 点以后: B 随 H 的增加更加缓慢, 而且趋于线性, 即 b 点以后进入饱和状态。 c 点称为饱和点。整个曲线称为 $B-H$ 饱和曲线 ($B-H$ saturation curve)。

根据 $\mu_r = \frac{B}{H}$, 可算出相应于 H 各个值下的磁导率 μ_r , $\mu_r = f(H)$ 曲线也示于图 0-3 中。由图可见, 开始磁化时, μ_r 较小, 以后迅速增大, 在 B/H 比值最大的一个点上, 磁导率达最大值, 再以后又减小下来。愈饱和, 磁导率愈小。

为了充分利用铁磁材料, 并使磁路具有较高的 μ_r 值, 使得磁路内得到同样的磁通量时所需激磁电流较小, 设计电机和变压器时, 通常把 B 值选择在 b 点(称为膝点)附近。

三、存在磁滞现象

磁化曲线可以用实验测取。在实验中发现这样一个现象, 当 H 由零上升到某个最大值 H_m 后再逐渐减小, 过零后继续反向磁化, 直到磁场强度为 $-H_m$, 之后又磁化到 $+H_m$, 记下对应的 B 和 H 的数值可得到一闭合曲线, 如图 0-4 所示。该闭合曲线称为铁磁材料的磁滞回线 (hysteresis loop), 不同的铁磁材料有不同的磁滞回线形状。对于同一铁磁材料, H_m 愈大, 则磁滞回线的面积愈大。



0-4 铁磁材料的磁滞回线

从磁滞回线可以看出, 上升磁化曲线与下降磁化曲线不重合。下降时, B 的变化总是滞后于 H 的变化。当 H 下降到零时,

B 没有下降到零而是下降到某一数值 B_r , 这种现象称为磁滞 (magnetic hysteresis), B_r 称为剩余磁通密度 (residual flux density or remanence)。而对应于 $B=0$ 的磁场强度 H_c 称为矫顽力 (coercive force)。 B_r 和 H_c 是铁磁物质磁性能的两个重要参数。

磁滞现象的产生是由于铁磁材料中的磁畴在外磁场作用下, 发生扩大和倒转时, 彼此之间产生“摩擦”。由于这种“摩擦”的存在, 当外磁场停止作用后, 与外磁场方向排列一致的部分磁畴被保留下来, 不能恢复原状, 因此形成了磁滞现象和剩磁。

同一铁磁材料在不同的 H_m 值下有不同的磁滞回线, 因此用不同的 H_m 值可测出许多不同磁滞回线。如把所有磁滞回线的顶点连接起来, 所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。工程上所用的磁化曲线就是这种磁化曲线。

四、磁滞损耗和涡流损耗

若把铁磁材料放在交变磁场中, 则它将按照磁滞回线规律反复磁化。在反复磁化过程中,

$$P_{Fe} = P_{\frac{f}{50}}$$

由于磁畴不停地转动,互相“摩擦”,要消耗能量,因此引起损耗,这种损耗称为磁滞损耗(hysteresis loss)。可以证明,磁滞回线所包围的面积可代表磁化电流变化一周中消耗在因磁滞作用的能量,而磁滞回线的面积大小与材料性质有关,也与磁通密度的最大值 B_m 有关。 B_m 愈大,磁滞回线面积亦大。1892 年斯坦梅茨提出了一个计算磁滞损耗的经验公式,至今仍在应用。即单位重量的磁滞损耗可表示为

$$p_h = \sigma_h f B_m^\alpha \quad \text{W/kg} \quad (0-1)$$

式中 σ_h 称为斯坦梅茨系数或磁滞损耗系数。它取决于材料的性质。 α 称为斯坦梅茨指数。对于常用硅钢片,当 $B_m = 1.0 \sim 1.6 \text{ Wb/m}^2$ 时, $\alpha \approx 2$ 。由于硅钢片的磁滞回线面积较小,所以电机和变压器的铁心都采用硅钢片叠成。

当铁心中的磁通发生变化时,根据电磁感应定律,铁心内将产生呈现旋涡状的涡流,如图 0-5 所示。涡流在铁心中引起的损耗称为涡流损耗(eddy current loss)。

不难看出,铁心的电阻率愈大,涡流所经路径愈长,涡流损耗愈小,因此电机和变压器的铁心都用含硅量 4% 左右,厚度为 0.35 或 0.5mm 的硅钢片叠装而成。经推导,对于一定厚度的硅钢片,单位重量的涡流损耗为

$$p_e = \sigma_e f^2 B_m^2 \quad \text{W/kg} \quad (0-2)$$

式中 σ_e 称为涡流损耗系数。它和硅钢片材料性质及厚度有关。

实际上,为简便起见,在电机和变压器中,通常把磁滞损耗和涡流损耗合在一起,统称为铁耗(iron loss)。单位重量的铁耗为

$$\begin{aligned} p &= p_h + p_e = \sigma_h f B_m^\alpha + \sigma_e f^2 B_m^2 \\ &= \sigma_{\Sigma} f^\beta B_m^\beta \quad \text{W/kg} \end{aligned} \quad (0-3)$$

在测定某种硅钢片的铁耗时,是以 1kg 硅钢片,当 $B_m = 1 \text{ Wb/m}^2$, $f = 50 \text{ Hz}$ 时进行的,测出的铁耗 $p_{1/50}$ 称为铁耗系数或比损耗。因此对于某一频率和 B_m 时,单位重量的铁耗为

$$p = p_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta B_m^\beta \quad \text{W/kg} \quad (0-4)$$

式中 β 介于一次和二次方之间。对于硅钢片, $\beta = 1.2 \sim 1.6$ 。

电机和变压器的总铁耗为

$$P_{Fe} = p \cdot G_{Fe} \quad (0-5)$$

式中 G_{Fe} ——铁心重量(kg)。

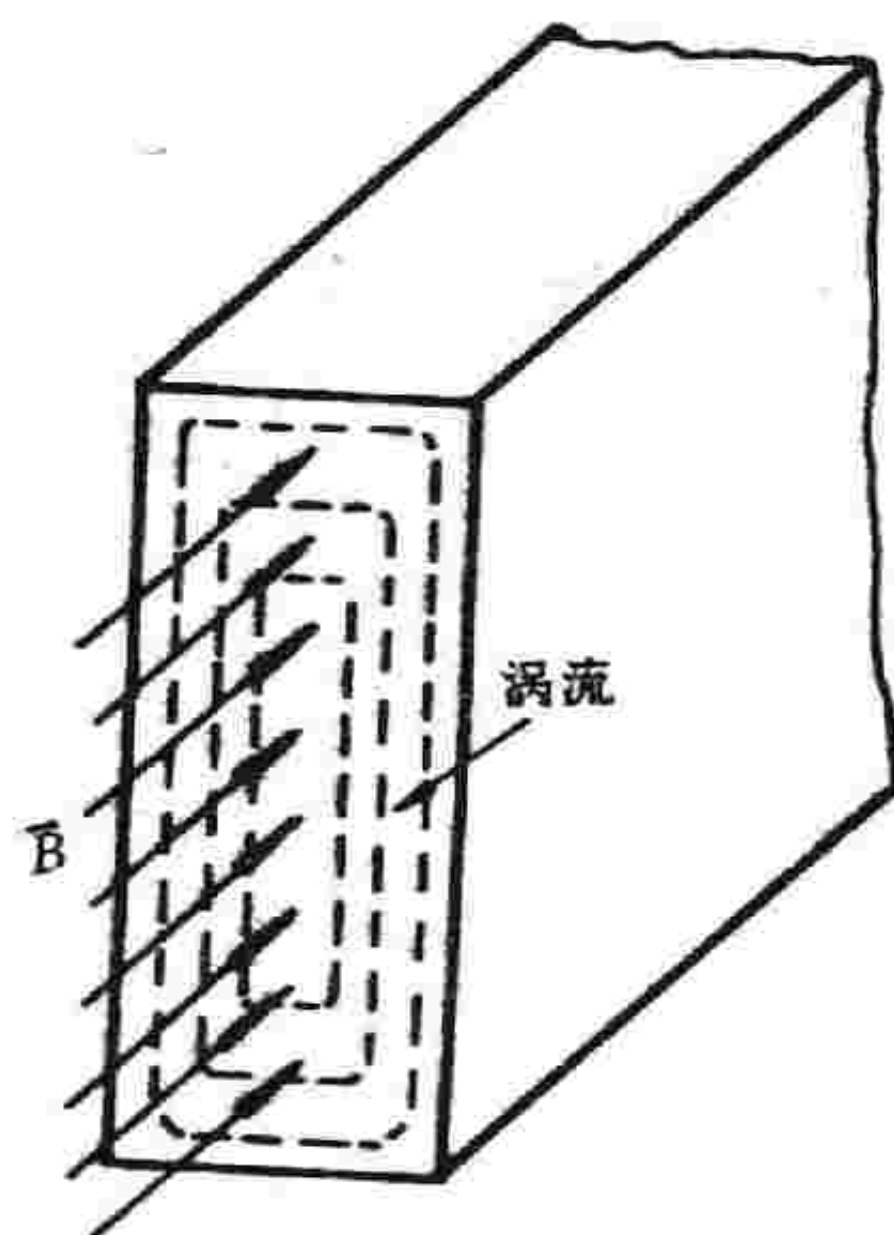


图 0-5 铁心中的涡流

§ 0-3 研究电机常用的电磁定律

电机是转换能量形式的一种机械,其原理是建立在电和磁的一些基本定律基础上。因此,熟悉并牢固地掌握这些电磁定律对分析电机十分必要。下面对几个主要定律作简要说明。

一、电路定律

1. 基尔霍夫第一定律

电路的节点上电流(current)瞬时值的代数和等于零。即

$$\text{电流的瞬时值} \sum i = 0 \quad (0-6)$$

对于正弦交流电路,则有

$$\sum I = 0$$

2. 基尔霍夫第二定律

对于电路内任一闭合回路,若沿回路循环一周,回路内所有电压降(voltage drop)之和等于所有电动势之和(electromotive force (e. m. f)),即

$$\sum u = \sum e \quad (0-7)$$

对于正弦交流电路则有

$$\text{电流、电压} \sum \dot{U} = \sum \dot{E} \quad \text{电流、电动势、电压降}$$

列回路方程式时,首先要规定电流、电动势和电压降的正方向。然后,选定某一环绕回路方向,凡电动势和电压降与环绕方向一致时取正号,反之取负号。例如一交流电路若按图 0-6(a)规定正方向,则回路方程为

$$\text{电动势和电压降} \dot{U} - \dot{I}Z = -\dot{E}$$

或

与环绕方向

$$\dot{U} = -\dot{E} + \dot{I}Z$$

(0-8)

式中 $\dot{E}$ 为线圈中的感应电动势; Z 为线圈本身的阻抗(impedance)。这种规定正方向是线圈从电网接受电能,因此称为电动机惯例。若按图 0-6(b)规定正方向,则回路方程为

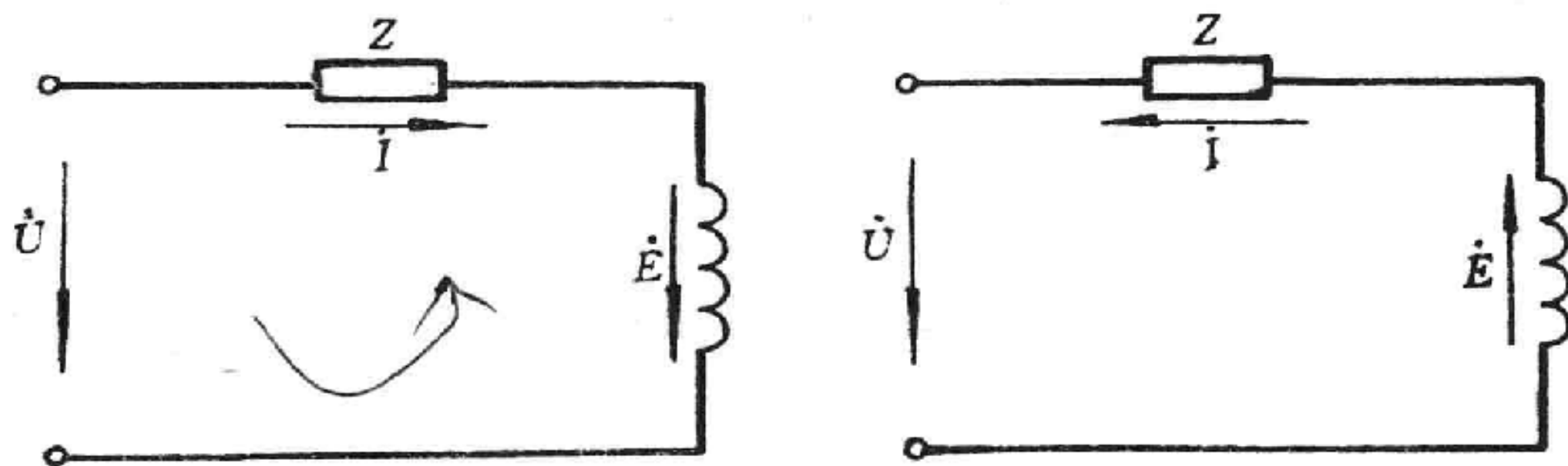
$$\dot{U} + \dot{I}Z = \dot{E}$$

或

$$\dot{U} = \dot{E} - \dot{I}Z$$

(0-9)

这种正方向是线圈向电网输出电能,因此称为发电机惯例。



(a)

(b)

图 0-6 一个电路的两种常用规定正方向

3. 电路欧姆定律

对于直流电路

$$I = \frac{U}{R}$$

对于正弦交流电路

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}$$

其规定正方向如图 0-7 所示。式中 $Z = R + jX$ 为电路的复阻抗(complex impedance)。若 X 为感抗(inductive reactance),则

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R + jX} = \frac{\dot{U}}{z \angle \varphi} = \frac{\dot{U}}{z} \angle -\varphi$$

式中 $z = \sqrt{R^2 + X^2}$, $\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{X}{R}$ 。即电流滞后于电压 φ 角。其相量图如图 0-8(a) 所示。若 X 为容抗 (capacitive reactance), 则

$$I = \frac{\dot{U}}{R - jX} = \frac{\dot{U}}{z \angle -\varphi} = \frac{\dot{U}}{z} \angle \varphi$$

即电流超前于电压 φ 角。其相量图如图 0-8(b) 所示。

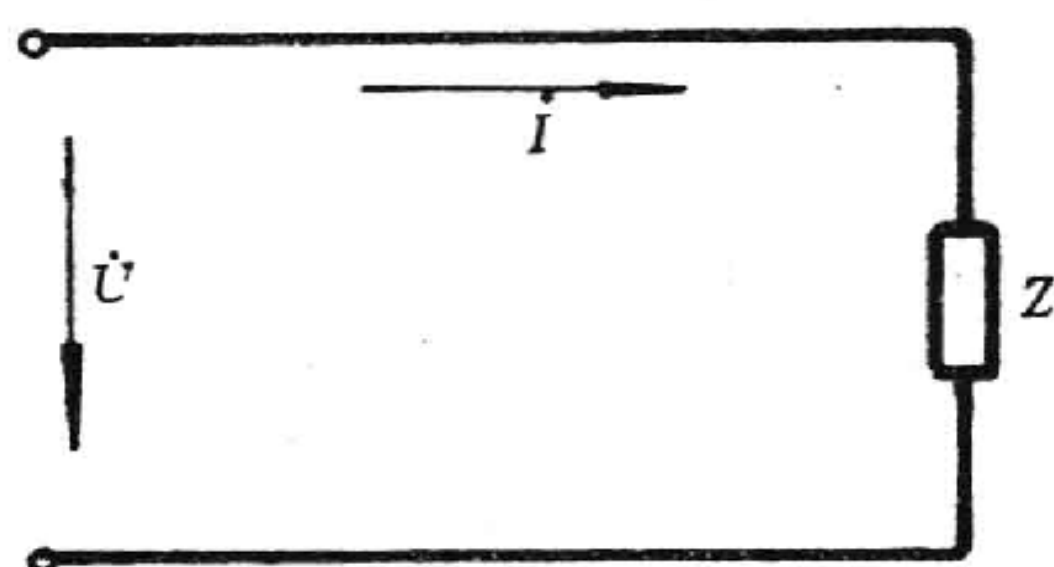


图 0-7 欧姆定律的规定正方向

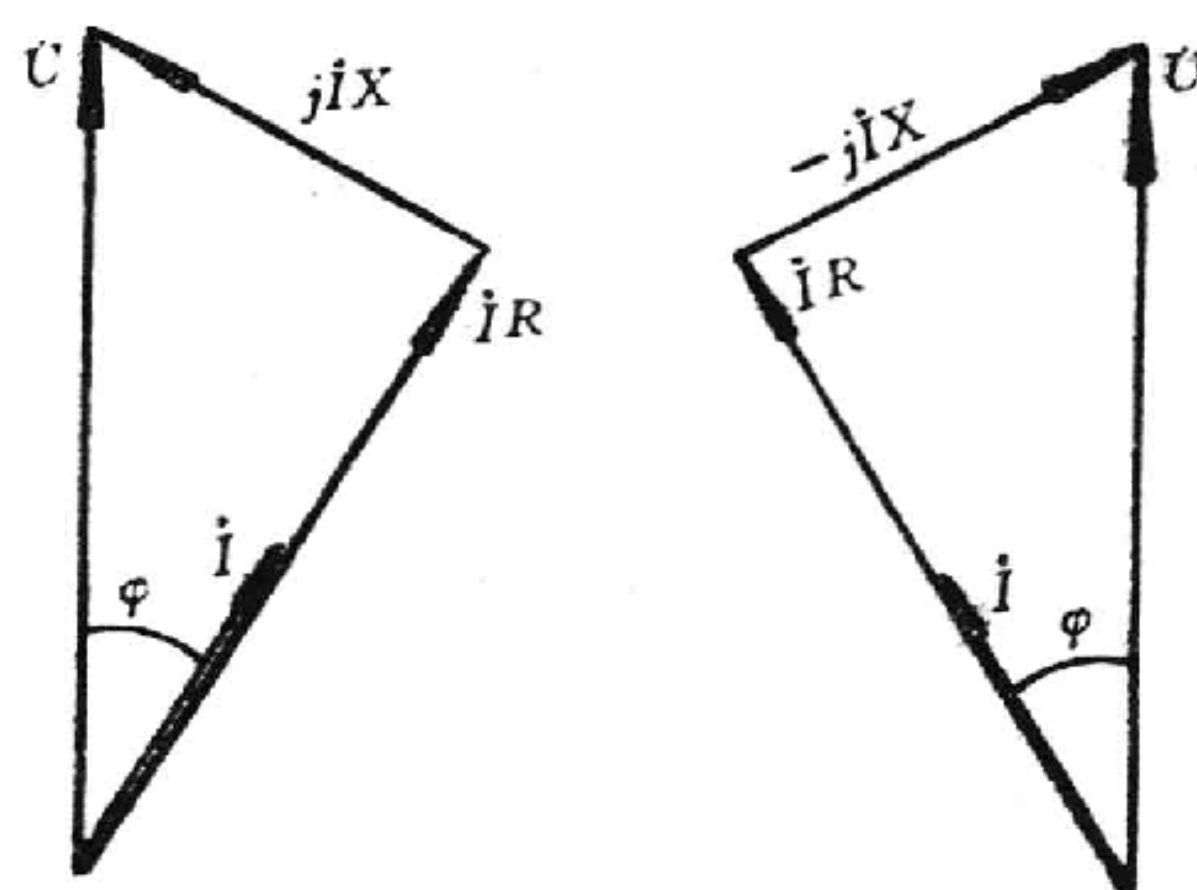


图 0-8 相量图

二、磁路定律

1. 基尔霍夫磁路第一定律

磁路节点上磁通的代数和等于零。即

$$\sum \Phi = 0$$

如图 0-9, 对节点 a 作一闭合面 S 。根据磁通连续性原理可知

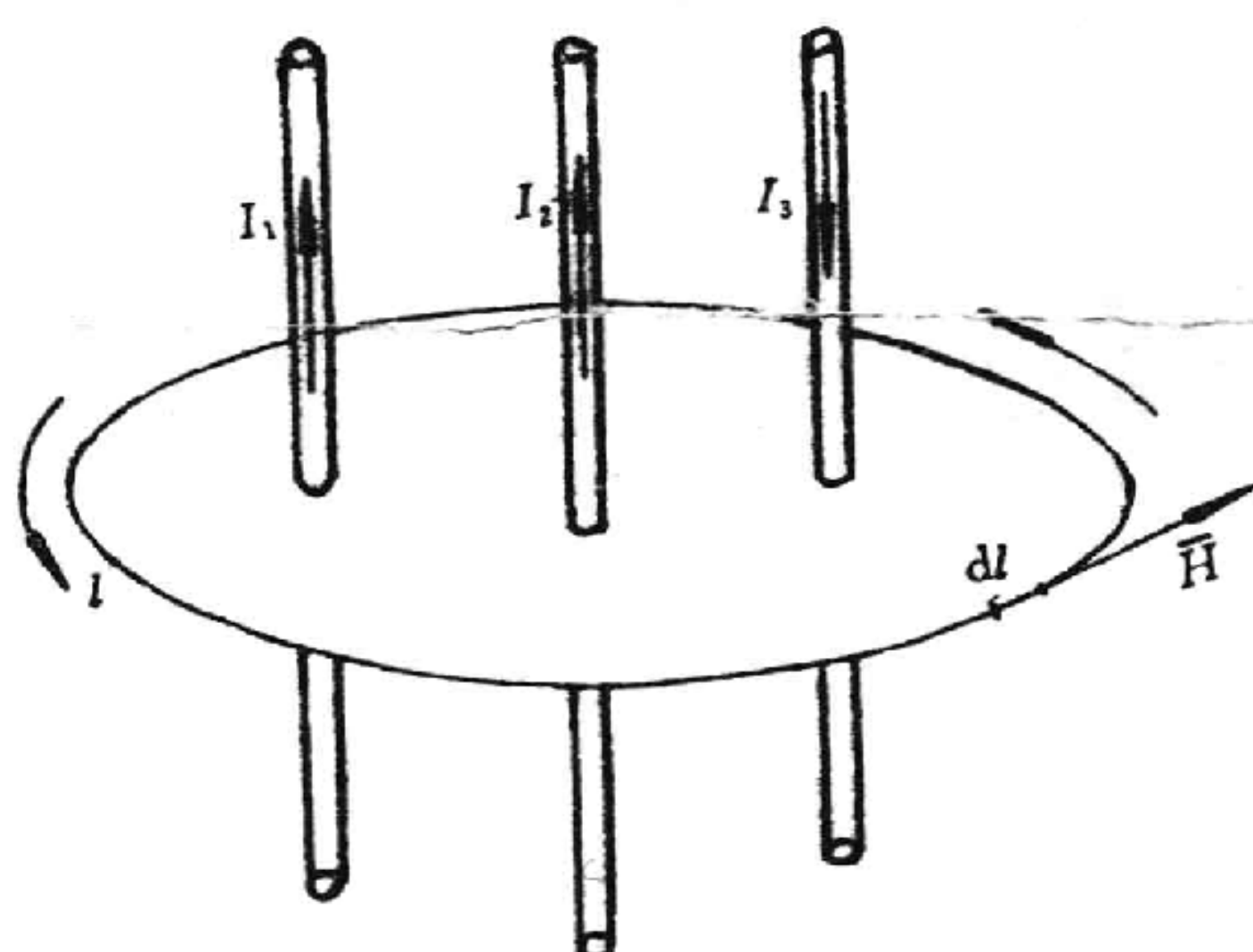


图 0-9 基尔霍夫磁路第一定律

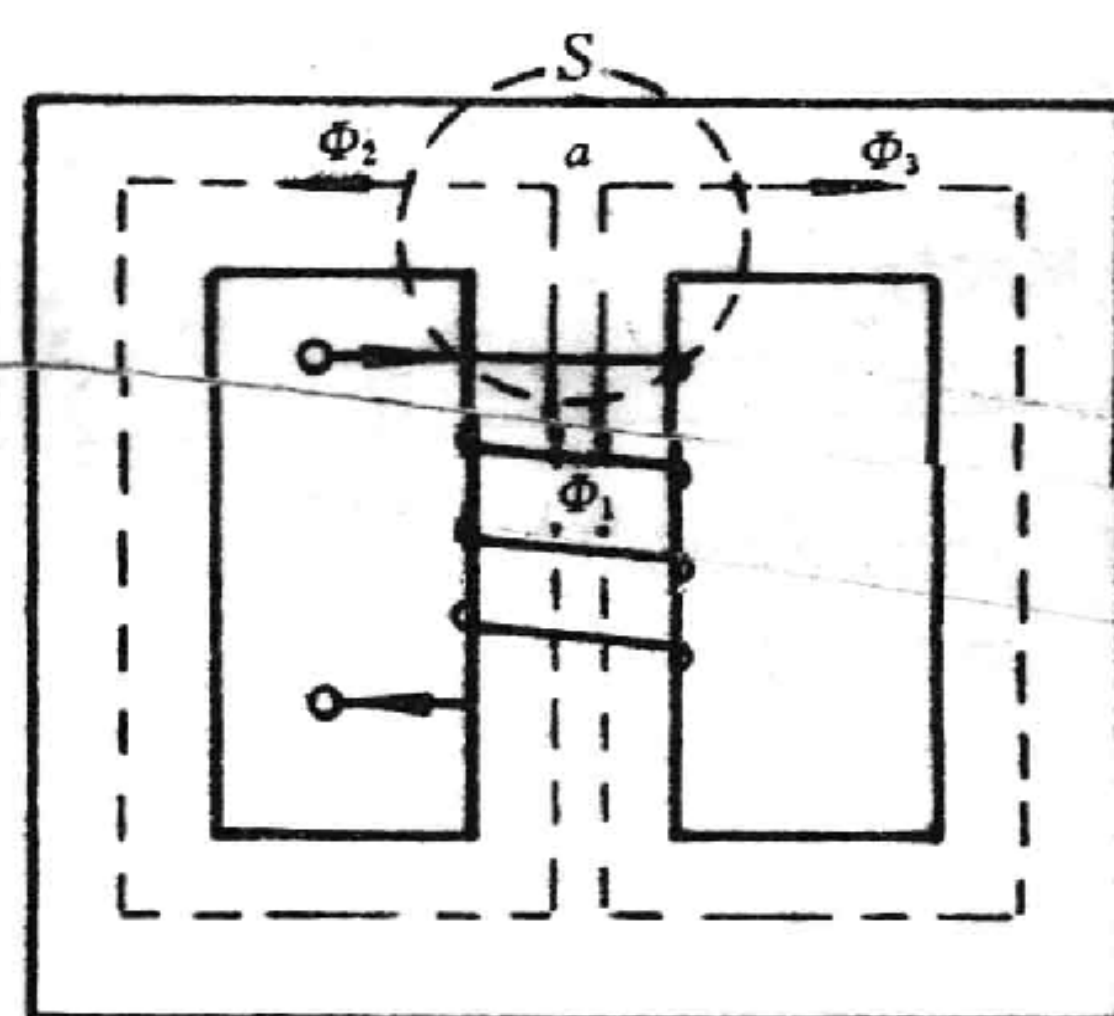


图 0-10 全电流定律

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

或

$$-\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 0$$

$$\sum \Phi = 0$$

若 Φ 按正弦变化, 则

$$\sum \dot{\Phi} = 0$$

当规定磁通流出闭合面为正时, 则流入闭合面为负。

2. 全电流定律

设空间有多根载流导体, 导体中电流分别为 $I_1, I_2, I_3, \dots$, 则磁场强度沿任意^B闭合回路的线积分等于该闭合回路所包围的导体电流的代数和(简称全电流)。即

$$\oint_l H dl = \sum I \quad (0-10)$$

上式称为全电流定律。在(0-10)式中, 若电流与积分路径方向符合右手螺旋关系, 则电流取正, 反之为负。

若在一磁路上绕上几个线圈, 各线圈中有电流通过, 则根据全电流定律

$$\oint_l H dl = \sum wI \quad (0-11)$$

式中 w 为线圈的匝数。

例如图 0-11 中磁路上绕了两个线圈, 其匝数分别为 w_1, w_2 。分别通过电流 I_1, I_2 。按全电流定律, 沿铁心磁路作磁场强度的闭合积分, 则

$$\oint H \cdot dl = w_1 I_1 - w_2 I_2$$

把磁路按材料及截面相同分成若干段,

如图 0-11 中分成四段, 则由于各段中各点的磁场强度相同, 所以闭合积分可写成

$$H_1 l_1 + 2H_2 l_2 + 2H_3 l_3 + H_4 l_4 = w_1 I_1 - w_2 I_2$$

一般形式为

$$\sum_1^n H_k l_k = \sum_1^m w_j I_j \quad (0-12)$$

式中 n ——磁路的段数;

m ——线圈的个数;

H_k ——第 k 段磁路的磁场强度, A/m;

l_k ——第 k 段磁路的平均长度, m;

w_j ——第 j 个线圈匝数;

I_j ——第 j 个线圈中的电流, A。

式(0-12)即为磁路基尔霍夫第二定律的表达式。式中每一段的 HL 值称为该段磁路上的磁压降, 而 $\sum wI$ 是作用在整个磁路上的磁动势[magnetomotive force (m. m. f)](一般用 F 表示)。因此式(0-12)表明: 作用在闭合磁路上的总磁动势等于各段磁路上的磁压降之和。

3. 磁路欧姆定律

由式(0-12)可写成

$$F = \sum_1^n H_k l_k \quad \text{长度} \quad (0-13)$$

再考虑到 $H = \frac{B}{\mu}$, 而磁通密度又等于磁通量除以面积, 即 $B = \frac{\Phi}{S}$, 于是式(0-13)可改写成如下形式:

$$\begin{aligned} F &= \Phi \sum_1^n \frac{l_k}{\mu_k S_k} = \Phi \sum_1^n R_{mk} \\ \Phi &= \frac{F}{\sum_1^n R_{mk}} = F \sum_1^n \Lambda_{mk} \end{aligned} \quad (0-14)$$

式中 $F = \sum wI$ 为作用在磁路上的总磁动势;

$R_{mk} = \frac{l_k}{\mu_k S_k}$ 为第 k 段磁路的磁阻 (magnetic reluctance), A/Wb 或 1/H;

$\Lambda_{mk} = \frac{1}{R_{mk}} = \frac{\mu_k S_k}{l_k}$ 为第 k 段磁路的磁导 (magnetic permeance), H;

l_k ——第 k 段磁路的平均长度, m; k 段

S_k ——第 k 段磁路的截面积, m^2 ;

μ_k ——第 k 段磁路的磁导率, H/m。

从式(0-14)可见, 磁路的磁通等于作用在磁路上的总磁动势除以磁路的总磁阻, 这就是磁路的欧姆定律。

由此可知: 磁路的磁阻 (或磁导) 主要取决于磁路的几何尺寸和所用材料的磁导率。材料的磁导率愈大, 则磁阻愈小、磁路的长度愈长, 截面积愈小, 则磁阻愈大。

对于非铁磁材料, 其磁导率 $\mu = \mu_0 \ll \mu_{fe}$, 且为常数, 不受 B 值的影响, 当 B 的单位取 T (特斯拉), H 的单位取 A/m 时

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad \text{H/m}$$

所以, 由非铁磁材料组成的磁路在尺寸一定时, 其磁阻为常数。对于铁磁材料, 其磁导率 μ_{fe} 随磁通密度 B 的增大而变小, 或者说随磁路饱和程度的增加而减小, 因此其磁阻为一变数, 即磁阻是非线性的。在工程计算时, 一般不按式(0-14)计算, 而是以所用材料的磁化曲线进行计算。

由上可知, 磁路和电路有一定的相似性, 为了更好地理解磁路定律, 表 0-2 列出了磁路和电路中对应的物理量和有关定律。

值得提出的是磁路和电路有三点不同的性质:

(1) 电路中通过不随时间变化的恒定电流 I 时就有功率损耗 $I^2 R$ 。而磁路中维持不随时间变化的恒定磁通 Φ 时, 铁心中没有功率损耗。

(2) 电路中可以认为电流全部在导线中通过, 导线外没有电流。但在磁路中因为没有绝对的隔磁体, 磁通虽大部分从铁心中通过, 但还有一小部分由铁心外通过, 这部分磁通常称为漏磁通 (leakage flux)。

(3) 电路中的电阻率 ρ 在一定温度下是恒值。但磁导率 μ 却非常数, 它随铁心中的磁通密度 B 而变。

表 0-2

磁路和电路的对比

电 路	磁 路
电流 $I(\text{A})$	磁通 $\Phi(\text{Wb})$
电流密度 $\Delta(\text{A}/\text{mm}^2)$	磁通密度 $B(T=\text{Wb}/\text{m}^2)$
电动势 $E(\text{V})$	磁动势 $F(\text{A})$
电压降 $IR(\text{V})$	磁压降 $\Phi R_m(\text{A})$
电阻 $R=\rho \frac{l}{S}(\Omega)$	磁阻 $R_m=\frac{l}{\mu S}(1/\text{H})$
电导 $g=\frac{1}{R}(1/\Omega)$	磁导 $\Lambda_m=\frac{1}{R_m}(\text{H})$
基尔霍夫第一定律	基尔霍夫磁路第一定律
$\sum i=0$	$\sum \Phi=0$
基尔霍夫第二定律	基尔霍夫磁路第二定律
$\sum u=\sum e$	$\sum Hl=\sum wI$
电路欧姆定律 $I=\frac{E}{R}$	磁路欧姆定律 $\Phi=\frac{F}{R_m}$

三、电磁感应定律

这是英国人迈克尔·法拉第于 1831 年发现的,因此又称为法拉第电磁感应定律 (Faraday's law)。

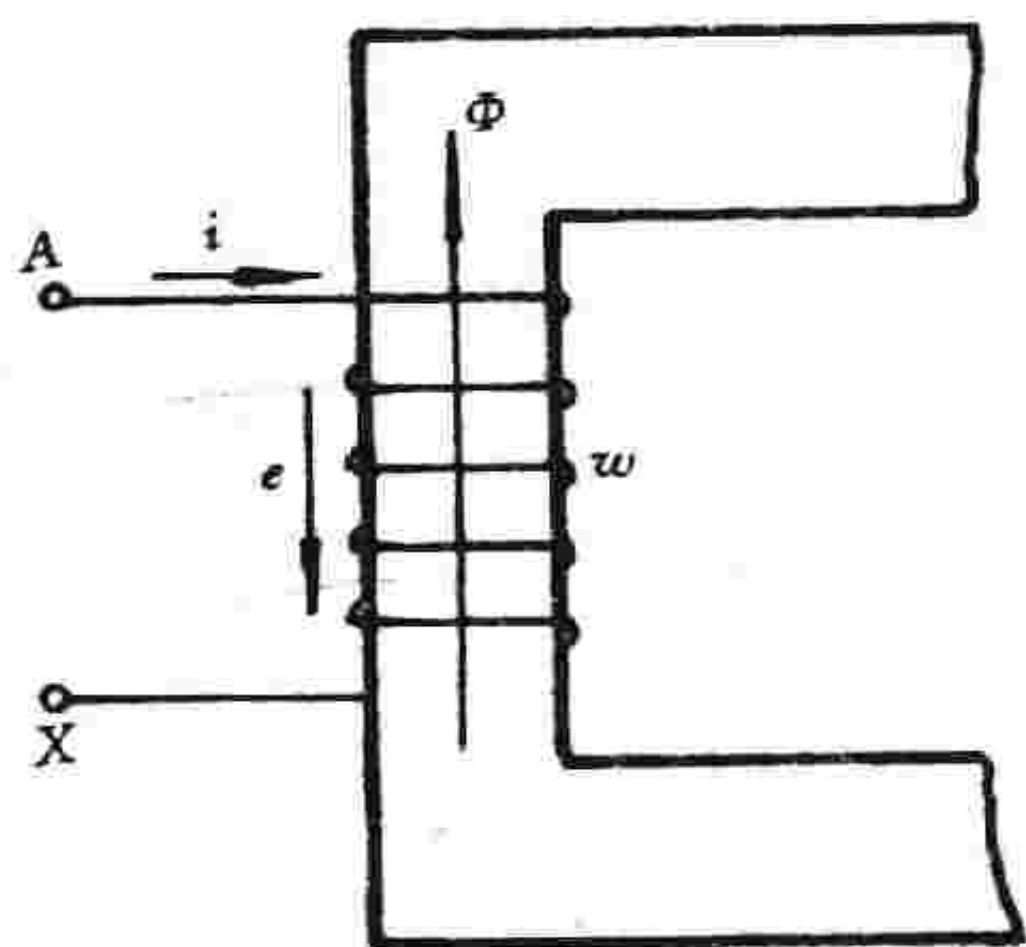


图 0-12 电磁感应定律的规定正方向

当通过一个匝数为 w 的线圈的磁通量随时间发生变化时,在线圈中就会感生电动势,这种现象称为电磁感应现象。此电动势称为感应电动势。感应电动势的数值与线圈匝链的磁通(即磁链 ψ)变化率成正比。感应电动势的方向由楞次定律(Lenz's law)确定,即对于一闭合线圈,感应电动势的方向趋于产生一电流,此电流的方向趋于抵消产生此感应电动势的磁通的变化。如图 0-12,规定电动势的正方向与磁通的正方向符合右手螺旋定则,当磁通 Φ 增加,即 $\frac{d\Phi}{dt} > 0$ 时,按楞次定律,此时 A 点电位高, X 点电位低,即 e 的实际方向与规定正方向相反,所以 $e < 0$; 显然,当磁通减少,即 $\frac{d\Phi}{dt} < 0$ 时, $e > 0$ 。这就是说 $\frac{d\psi}{dt}$ 与 e 总是不同符号。因

此,感应电动势应表示成

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = - w \frac{d\Phi}{dt} \quad (0-15)$$

式中 $\psi = w\Phi$ 为线圈的磁链(magnetic linkage)。 Φ 单位用 Wb, t 的单位用秒,电动势的单位为 V。当 Φ 用 Mx 作单位时,则电动势应乘以 10^{-8} 才为 V。

显然,当电动势正方向与磁通正方向如不符合右手螺旋定则,则为了满足楞次定律要求,电磁感应定律表达式应写成 $e = w \frac{d\Phi}{dt}$ 。

线圈磁链的变化,可以在两种情况下发生:一种是线圈和磁场相对静止,但磁场的强度随时间发生变化,从而使线圈磁链发生变化,这种情况感应的电动势称为变压器电动势(*transformer e. m. f.*)。另一种情况是磁场恒定,线圈导体作“切割”磁力线的相对运动,穿过线圈的磁通也将发生变化,这种情况感应的电动势称为运动电动势或速率电动势(*speed e. m. f.*)。

图 0-13 表示在两磁极间有一金属框, ab 边长为 l , 且与磁力线垂直, 若把金属框以速度 v 作垂直磁力线的运动(磁场、导体和运动方向三者互相垂直), 在时间 dt 内向下移动了距离 dx , 则整个回路内磁链的变化为 $d\psi = -B(l dx)$ (负号表示磁链减少), 于是导体 ab 内感应的运动电动势应为

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = Bl \frac{dx}{dt} = Blv \quad (0-16)$$

式中 B ——导体所在处的磁通密度, T;

l ——导体在磁场范围内的有效长度, m;

v ——导体相对于磁场运动的线速度 $v = \frac{dx}{dt}$, m/s。

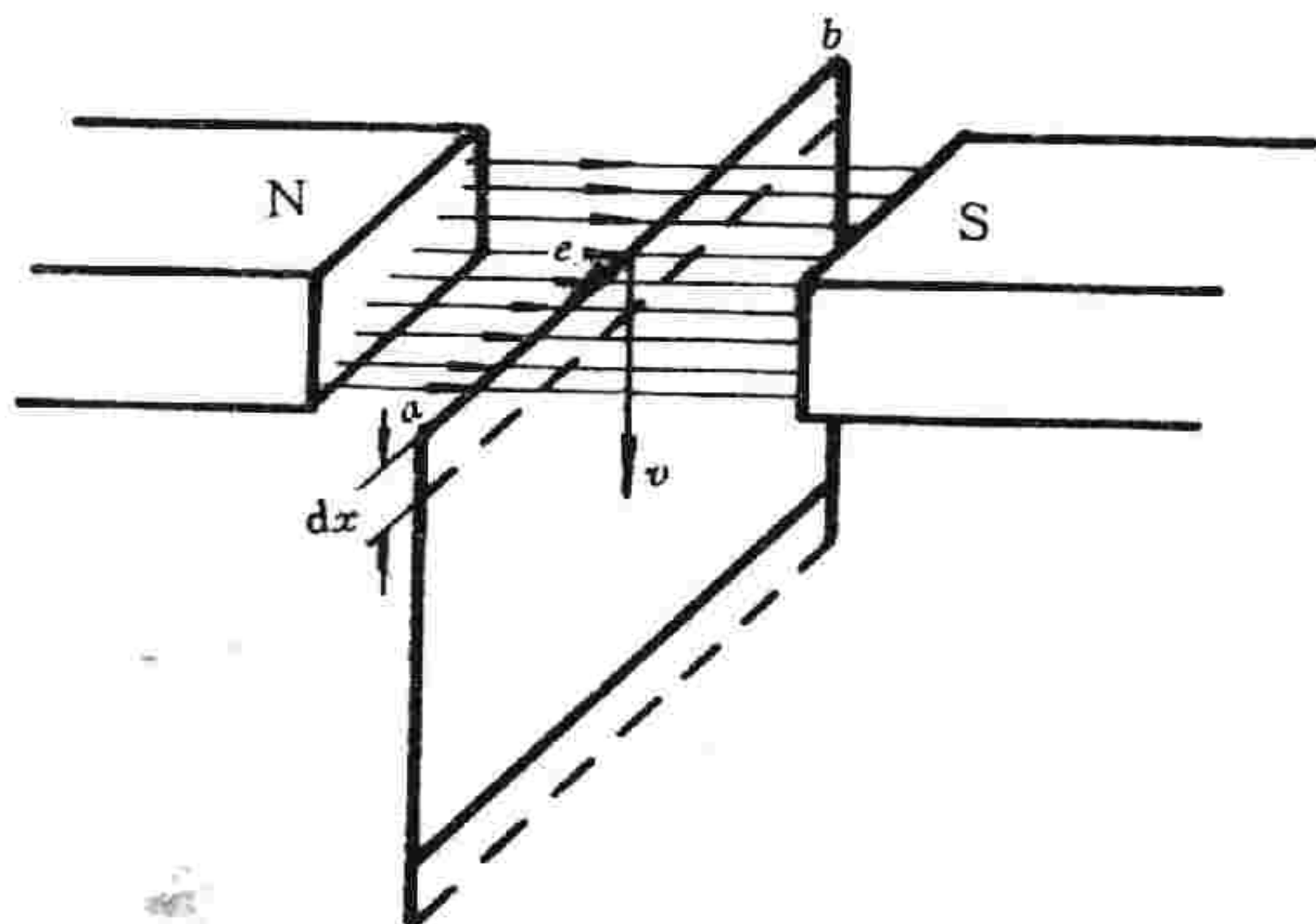


图 0-13 运动电动势

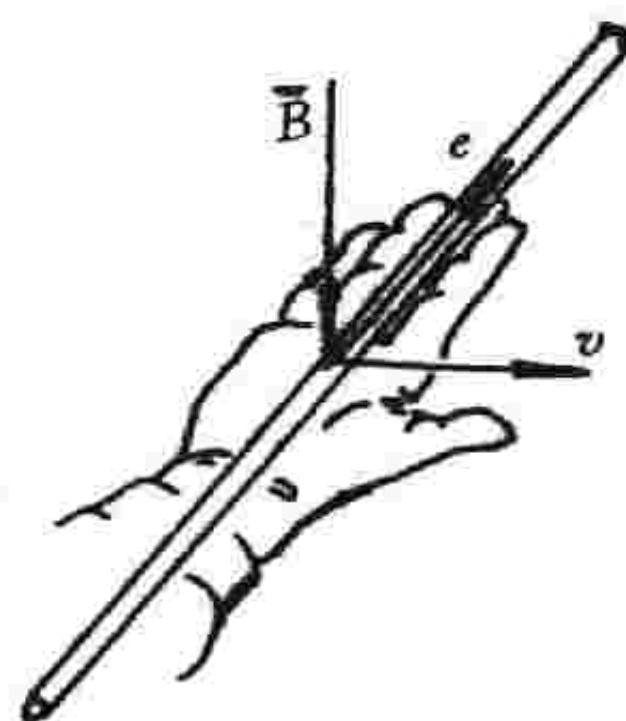


图 0-14 右手定则

运动电动势的方向可用右手定则(*right hand rule*)确定:把右手掌伸开,使大拇指和其余四指互相垂直,此时若磁力线指向手心,大拇指指向导体运动方向,则四指所指方向即为运动电动势的方向。如图 0-14 所示。

在一般情况下,如果磁通随时间变化,而线圈与磁场之间又有相对运动,则线圈中磁链变化的总量可用偏微分方程表示成

$$d\psi = \frac{\partial \psi}{\partial t} \cdot dt + \frac{\partial \psi}{\partial x} \cdot dx \quad (0-17)$$

于是线圈的感应电动势为

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = - \frac{\partial \psi}{\partial t} - \frac{\partial \psi}{\partial x} \frac{dx}{dt} = - \frac{\partial \psi}{\partial t} - v \frac{\partial \psi}{\partial x} = e_T + e_R \quad (0-18)$$

式中 $v = \frac{dx}{dt}$ 为导体与磁场间的相对线速度;

$e_T = -\frac{\partial \phi}{\partial t}$ 是由于磁场强度随时间变化而感应的电动势, 即为变压器电动势。

$e_R = -v \frac{\partial \phi}{\partial x}$ 是由于导体作“切割”磁力线的相对运动而感应的电动势, 即为运动电动势。

在图 0-13 情况下, 由于移动 dx 距离, 磁链变化了 $d\psi = -B(ldx)$, 所以 $e_R = -v \frac{(-Bldx)}{dx} = Blv$ 。

以上分析了感应电动势的两种形式, 即变压器电动势和运动电动势。而变压器电动势又可分为自感电动势和互感电动势两种。

1. 自感电动势 (self-induction e. m. f)

当线圈中流过交流电流 i 时, 则该电流产生的磁通 Φ_L 在线圈自身之内产生感应电动势 e_L , 这种由于载流线圈中电流本身随时间变化而在线圈内感应的电动势称为自感电动势。

实验表明, 若无铁磁物质, 载流线圈的磁链应与线圈自身所通过的电流成正比, 比例系数称为自感系数 (简称自感) (coefficient of self-induction) 用 L 表示, 其单位为 H, 且有关系

$$\psi_L = Li \quad (0-19)$$

于是, 自感电动势

$$e_L = -\frac{d\psi_L}{dt} = -L \frac{di}{dt} \quad (0-20)$$

上式说明, 自感电动势与线圈的自感和线圈内电流的变化率成正比。

由于磁链 ψ_L 是线圈本身电流所产生, i 和 Φ_L 的正方向符合右手螺旋关系, 当用 $-\frac{d\psi_L}{dt}$ 表示 e_L 时, 则 e_L 的正方向和 Φ_L 的正方向亦符合右手螺旋关系, 所以如将自感电动势写成 $e_L = -L \frac{di}{dt}$ 形式时, 自感电动势的正方向应与电流正方向一致, 如图 0-15 所示。若改变电流或电动势的正方向, 则应写成 $e_L = L \frac{di}{dt}$ 。

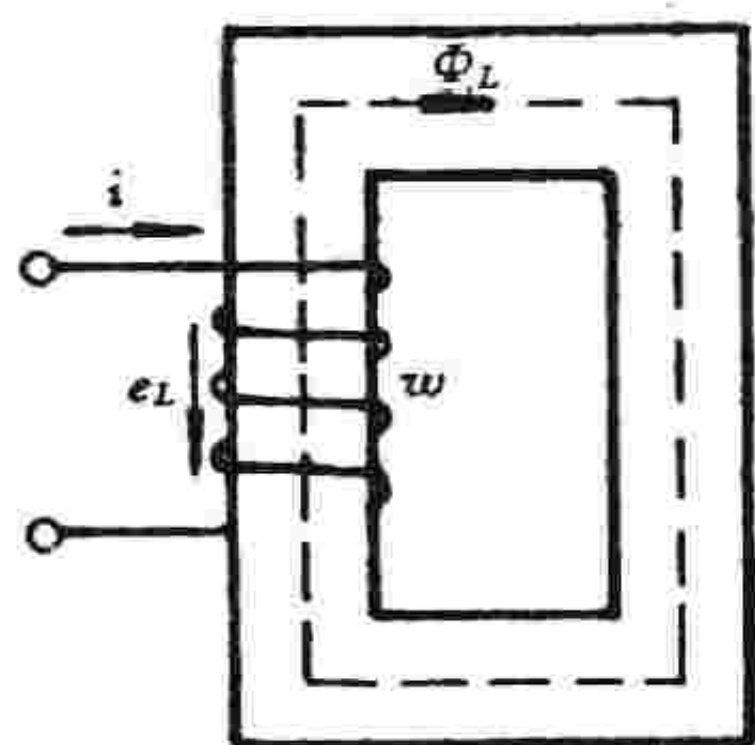


图 0-15 自感电动势

式(0-19)表明, 自感等于单位电流所产生的磁链, 即

$$L = \frac{\psi_L}{i}$$

而磁链 $\psi_L = w\Phi_L$ 。磁通 Φ_L 又等于磁动势 wi 除以自感磁通所经磁路的磁阻 R_m , 于是

$$L = \frac{\psi_L}{i} = \frac{w(\frac{wi}{R_m})}{i} = w^2 \Lambda_m = w^2 \frac{\mu S_L}{l_L} \quad (0-21)$$

式中 w ——线圈的匝数;

S_L, l_L ——自感磁通所经磁路的截面积和平均长度;

Λ_m ——自感磁通所经磁路的磁导。

$$\Lambda_m = \frac{1}{R_m} = \mu \frac{S_L}{l_L}$$

式(0-21)表明, 自感的大小与线圈匝数的平方成正比, 与磁路的磁导率 μ 亦成正比。若磁路为非铁磁材料构成, μ 为常数, 故 L 为常数。若磁路为铁磁材料构成, 由于 $\mu_{Fe} \gg \mu_0$, 并且其值

随铁磁材料的饱和而下降,因此铁心线圈的自感比空心线圈的大得多,且随铁心饱和程度的增加而减小。

2. 互感电动势(*mutual induction e. m. f*)

如图 0-16 所示,在线圈 1 附近放上另一线圈 2,当线圈 1 内通入交流电流 i_1 时,它产生的磁通有一部分 Φ_{21} 交链线圈 2(设 Φ_{21} 全部交链线圈 2),且随时间发生变化, Φ_{21} 将在线圈 2 内感应电动势,这种电动势称为互感电动势。

实验表明:如无铁磁物质,则穿过 2 线圈的磁链 ψ_{21} 与 1 线圈中的电流 i_1 成正比,比例系数称为互感系数(简称互感)(*coefficient of mutual induction*),用 M 表示,即

$$\psi_{21} = Mi_1 \quad (0-22)$$

于是互感电动势

$$e_{M2} = - \frac{d\psi_{21}}{dt} = - M \frac{di_1}{dt} \quad (0-23)$$

由于 $\psi_{21} = w_2 \Phi_{21}$,而互感磁通 Φ_{21} 又等于线圈 1 所产生的磁动势 $w_1 i_1$ 除以互感磁通所经磁路的磁阻 R_{m12} ,于是可得

$$\begin{aligned} M &= \frac{\psi_{21}}{i_1} = \frac{w_2 \Phi_{21}}{i_1} = w_2 \frac{(\frac{w_1 i_1}{R_{m12}})}{i_1} \\ &= w_1 w_2 \Lambda_{m12} = w_1 w_2 \frac{\mu S_m}{l_m} \end{aligned} \quad (0-24)$$

式中 w_1, w_2 ——线圈 1 和线圈 2 的匝数;

S_m, l_m ——分别为互感磁通所经磁路的截面积和平均长度;

Λ_{m12} ——互感磁通所经磁路的磁导。

$$\Lambda_{m12} = \frac{1}{R_{m12}} = \frac{\mu S_m}{l_m}$$

式(0-24)表明:互感与两个线圈匝数 w_1 和 w_2 的乘积成正比,也与磁路的磁导率 μ 成正比。若磁路为非铁磁材料构成,则 M 为常数。若为铁磁材料构成,则 M 为变数,且随着饱和程度的增加而减小。

同理,当线圈 2 有交流电流 i_2 时,也会在线圈 1 中引起互感电动势。

$$e_{M1} = - M \frac{di_2}{dt} \quad (0-25)$$

四、安培力定律(毕奥—萨伐尔电磁力定律)

电磁现象中另一个基本特性是磁场与电流的相互作用产生机械力,这种力称为电磁力(*electromagnetic force*)。设磁场与载流导体互相垂直,如图 0-17 所示,则作用在导体上的电磁力为

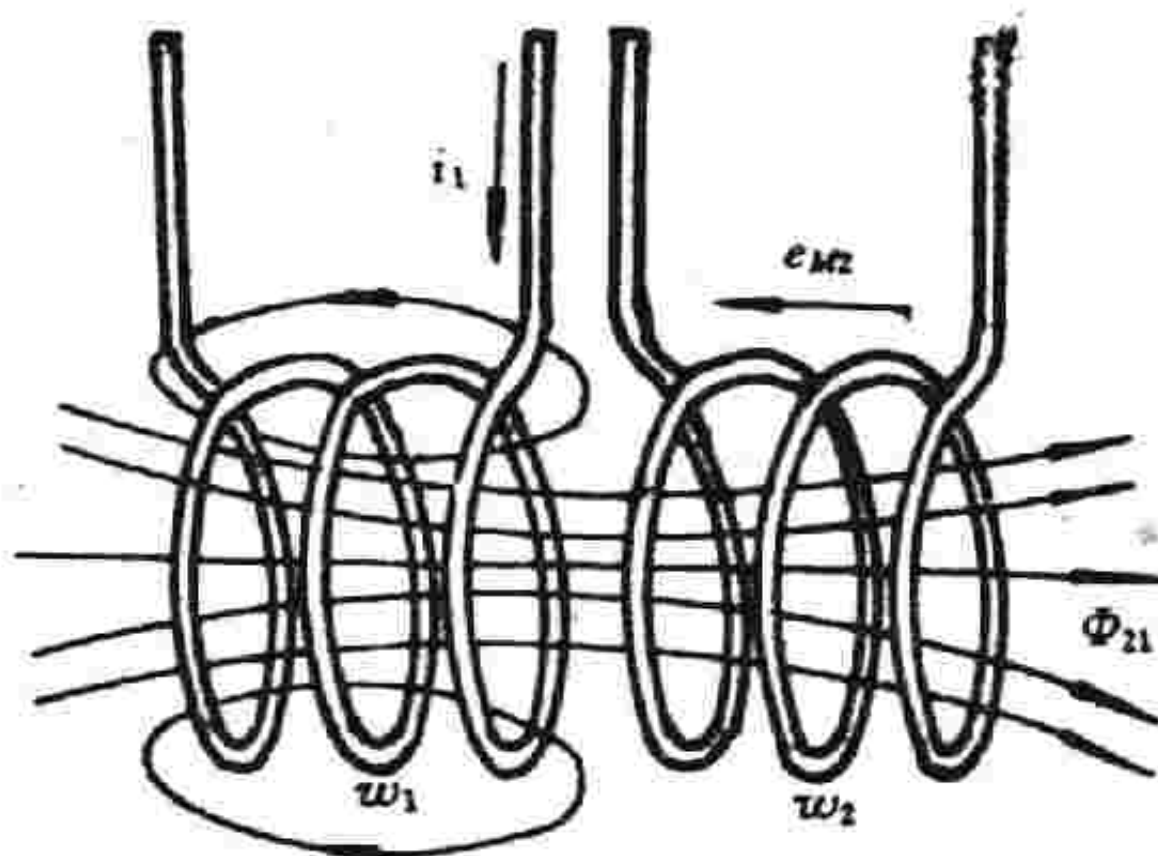


图 0-16 互感电动势

$$f = Bli$$

(0-26)

式中 f ——作用在导体上的电磁力, N;
 B ——导体所在处的磁通密度, T;
 l ——导体在磁场中的有效长度, m;
 i ——导体中的电流, A。

这一定律称为安培力定律(*Ampere's force law*), 又称毕奥—萨伐尔电磁力定律。

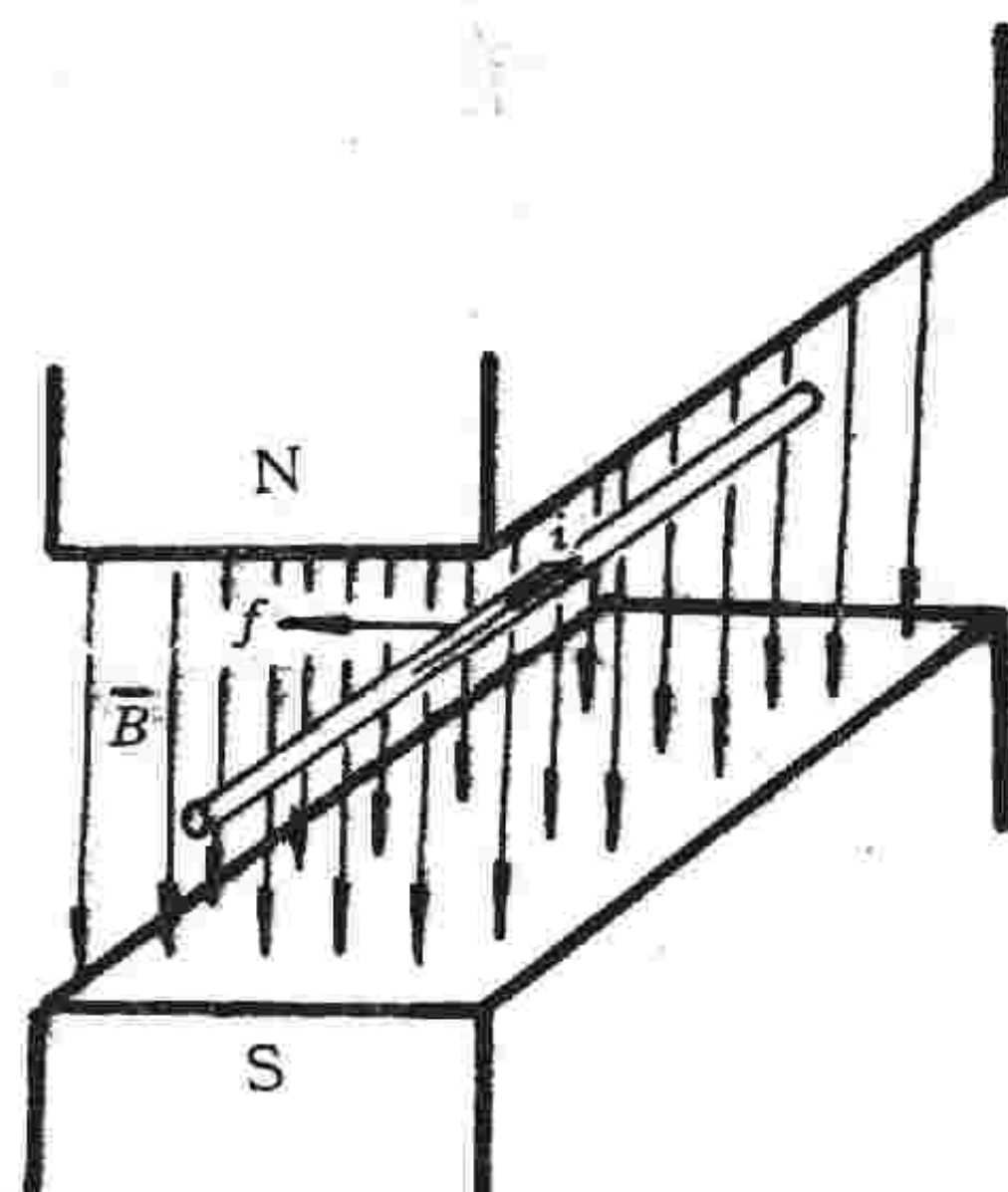


图 0-17 载流导体在磁场内受到的电磁力

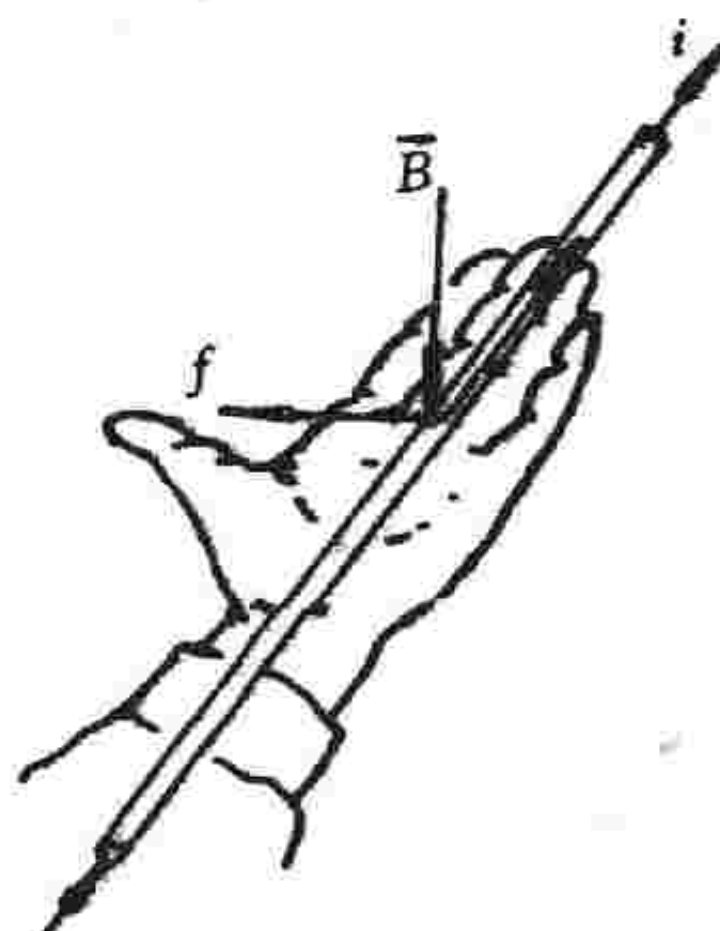


图 0-18 左手定则

电磁力的方向可用左手定则(*left hand rule*)确定。将左手伸开,使大拇指与其余四指垂直,让磁力线指向手心,四指指向电流方向,则大拇指方向就是电磁力方向,如图 0-18 所示。

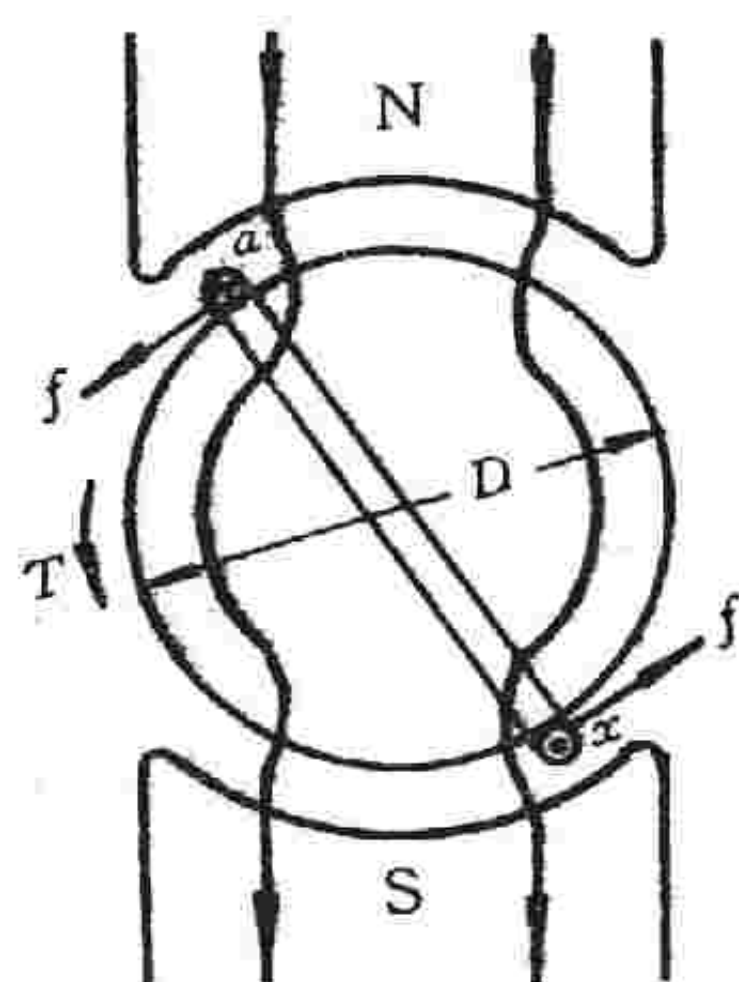


图 0-19 气隙磁场与载流线圈作用产生电磁转矩

图 0-19 为一旋转电机。定子为磁极,转子上装有线圈,其匝数为 w ,当线圈内通有电流 i 时,载流导体上就会受到切向电磁力。若图示状态 a 中电流为流入纸面(用 $\otimes$ 表示), x 中电流为流出纸面(用 $\odot$ 表示),则转子将受到一个逆时针方向的力矩。这个由电磁作用所产生的力矩称为电磁力矩或电磁转矩(*electromagnetic torque*),用 T 表示。

$$T = 2fr = 2(wBli) \frac{D}{2} = wBilD \quad (0-27)$$

式中 D 、 r 分别表示转子直径和半径。

如为电动机,电磁转矩是驱使电机转动的原动力,即电磁转矩是驱动性质的转矩。在电磁转矩的作用下,电能转换为机械能。在发电机里,可以证明,电磁转矩是制动性质的转矩,即电磁转矩的方向与拖动发电机的原动机的驱动转矩方向相反,原动机的驱动转矩与发电机内部的电磁转矩平衡(相等而相反)后,恒速地拖动电机旋转,发出电能,这样,机械能就转换为电能。

五、能量守恒原理

在质量不变的物理系统中,能量总是守恒的,它既不能凭空产生,也不会凭空消灭,只能变换其存在形式。

在电机内部的能量转换过程中,包括有四种能量形式:电能、机械能、磁场储能和热能。根据能量守恒原理,这些能量之间具有下列平衡关系:

对于发电机

(输入的机械能) = (磁场储能的增加) + (转换为热能的能量损耗) + (输出的电能)

对于电动机

(输入的电能) = (磁场储能的增加) + (转换成热能的能量损耗) + (输出的机械能)

在电机内部,转换为热能的损耗主要有三部分:

(1)电机线圈和引线因载流而产生的电阻损耗,也称欧姆损耗(*ohmic loss*);

(2)由于轴承摩擦和通风而引起的机械损耗(*mechanical loss*);

(3)由耦合磁场在铁心中引起的磁滞、涡流损耗,即铁耗。

由这三部分能量转换出来的热量使电机的有关部件发热,因此,为了保证电机正常运行,必须对电机进行冷却。

对于旋转电机的对称稳定运行,气隙内的磁场为恒幅固定磁场或恒幅旋转磁场,因此在运行中,气隙磁场的储能不变,磁场储能的增量等于零,因而可以认为磁场并未直接参与能量转换,而仅起媒介作用。

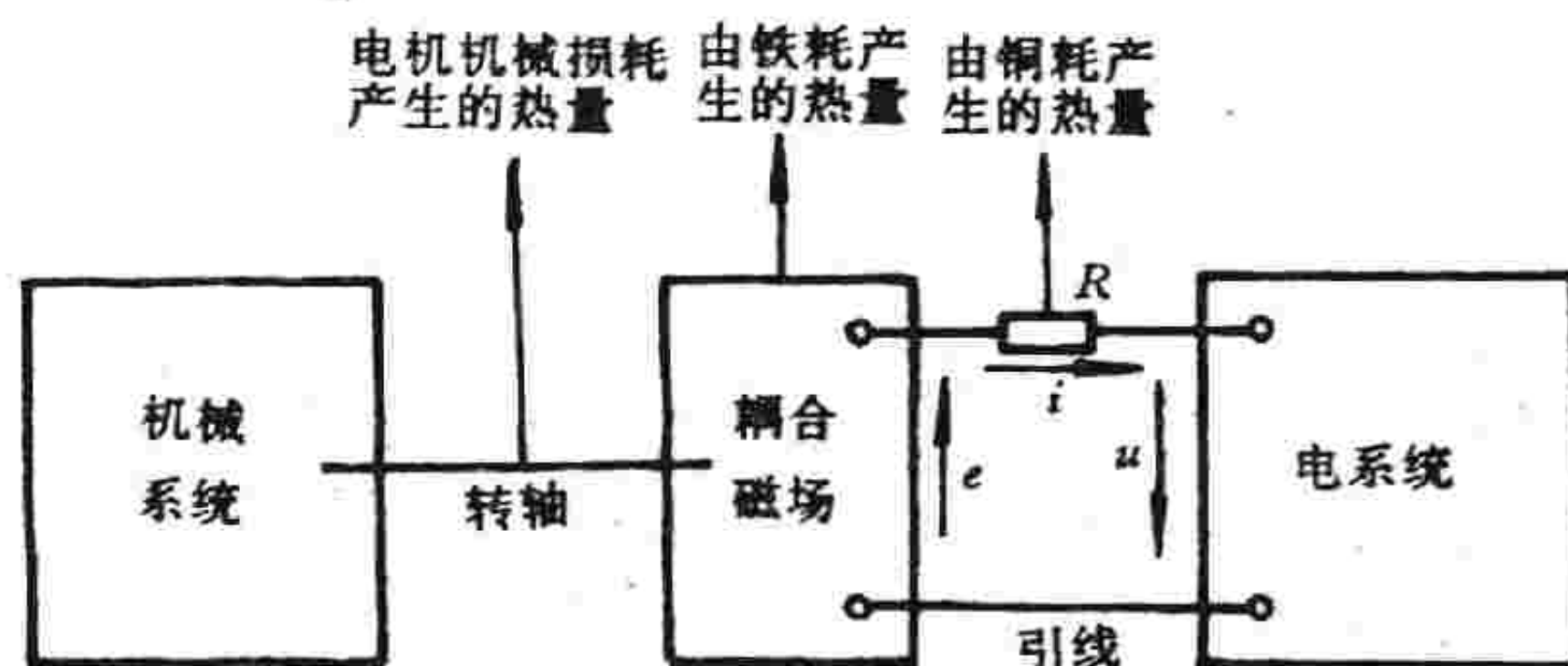


图 0-20 电机中能量平衡图

如果把三个能耗考虑到机电能量转换系统中,可得电机的能量平衡图,如图 0-20 所示。

§ 0-4 旋转电机中的电动势、转矩与能量转换

电系统和机械系统的作用

机电能量转换的关键在于耦合磁场对电系统和机械系统的作用和反作用。耦合磁场对电系统的作用或反作用表现在感应电动势上。当通过绕组(由线圈组成)的磁通发生变化时,绕组内就会产生感应电动势 e ,这种作用称为“发电作用”。只是有了“发电作用”,电机才能向电系统发出或吸收电能,用微分形式表示即为

$$dW_e = \sum_1^n e_i dt \quad (0-28)$$

式中 n 为接到电系统的绕组数。

耦合磁场对机械系统的作用或反作用表现在电磁转矩上：当磁场储能随转子位置变动而变化时，转子上就受到一个电磁转矩，这种作用称为“电动作用”。只是有了电磁转矩 T ，电机才能从机械系统吸取或送出机械能。对于恒速运行，转子动能没有变化，于是

$$dW_m = T\Omega dt \quad (0-29)$$

式中 Ω 为转子机械角速度。

对于直流电机和三相交流电机的对称稳态运行，气隙内的磁场为恒幅的固定磁场或旋转磁场，运行中气隙磁场总储能不变， $dW_m = 0$ （不计铁耗时），于是

$$dW_e = dW_m$$

或

$$\sum_1^n e i dt = T\Omega dt \quad (0-30)$$

上式表明：对于发电机，电机从机械系统吸收的机械能，通过磁场的作用转换成等量的电能；对于电动机，电机从电系统吸收的电能通过磁场的作用转换成等量的机械能。这部分等量转换的功率就称为电磁功率（electromagnetic power）。如果 e 和 i 按同频率的正弦规律变化，则电磁功率的平均值为

$$P_M = \sum_1^n E I \cos\phi = T\Omega \quad (0-31)$$

式中 ϕ 为电动势 E 与 I 之间的相位角，称为内功率因数角。

不论是发电机还是电动机，既存在产生感应电动势的发电作用，又存在产生电磁转矩的电动作用。只是两者的作用不同。在发电机里，感应电动势与有功电流同方向，而电磁转矩方向与转向相反，因此前者称为主电动势，后者称为反转矩，原动机输出机械功率给发电机，平衡制动性质的电磁反转矩，才能拖动发电机恒速旋转，使发电机绕组中感应电动势，从而向负载输出电功率。在电动机里，电磁转矩方向与转向一致，而感应电动势与有功电流方向相反，所以前者称为主转矩，后者称为反电动势。电源输出功率给电动机，克服绕组中的反电动势，才能使电流流入绕组，从而产生驱动性质的电磁主转矩，拖动生产机械，向机械负载输出机械功率。由此可知，感应电动势和电磁转矩是互为对立矛盾的两个方面。在一定条件下，它们的作用又可以相互转化，这就是所谓电机的可逆性原理。

从上分析可见，感应电动势和电磁转矩在电机实现电能量转换过程中起着非常重要的作用。但不论是感应电动势还是电磁转矩，都需要通过气隙磁场的作用才能产生，因此，气隙磁场在实现机电能量转换过程中具有极其重要的地位。

§ 0-5 磁路和磁路计算

一、磁路

磁通所经过的路径称为磁路（magnetic circuit）。

在机电装置中，为了得到较强的磁场，常把导线绕成线圈，再把线圈套装或嵌入铁心上。这样，当线圈内通有电流时，由于铁心的导磁性能较好，铁心与铁心之间的工作气隙内就可以得到较强的磁场，而且大部分磁通将被约束在铁心内部，并按照一定的路径形成闭合回路，这就构成了磁路。

图 0-21 表示两种常见的磁路,其中图(a)为单相变压器磁路,它为串联磁路,或称无分支磁路;图(b)为二极直流电机的磁路,它为并联磁路,或称分支磁路。

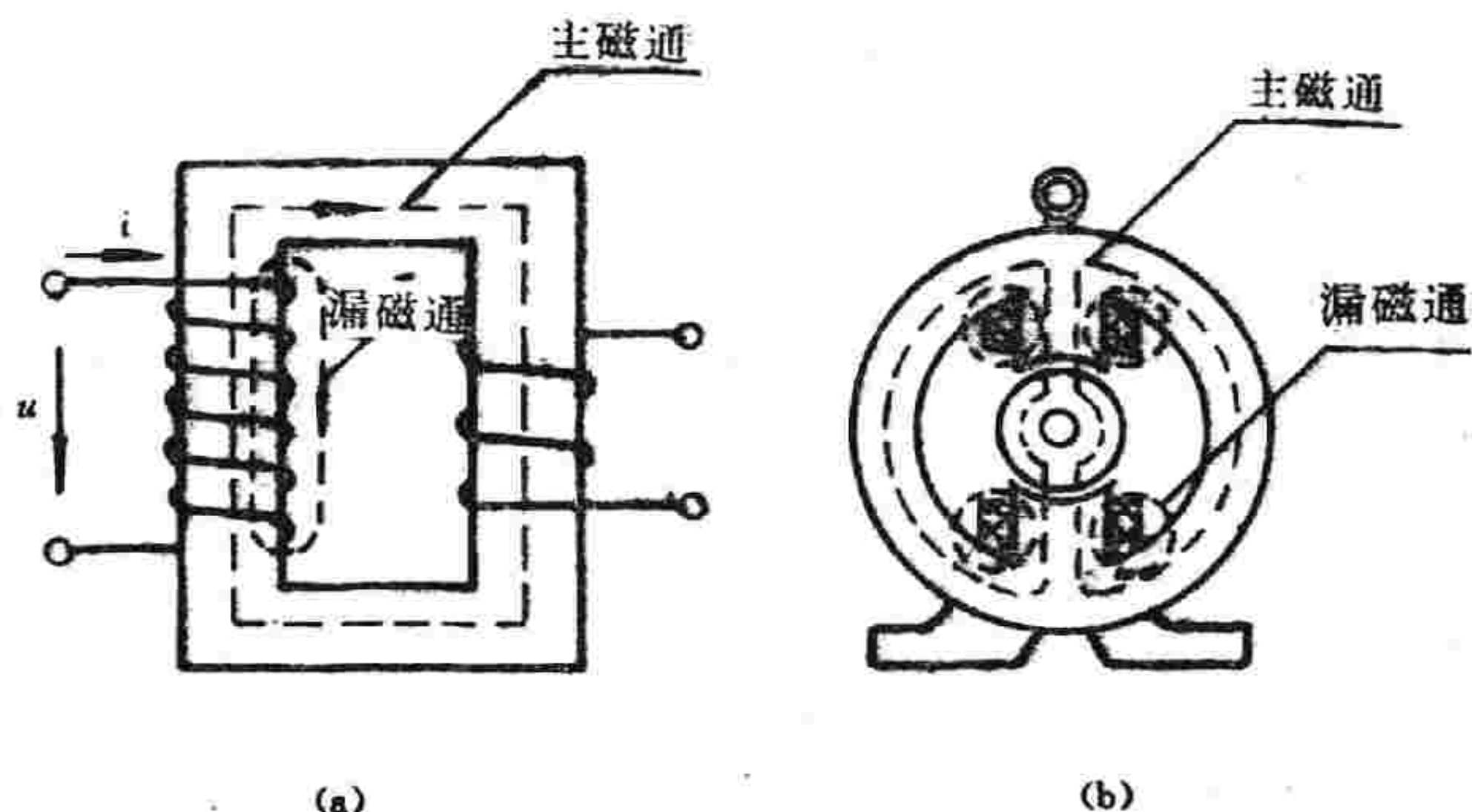


图 0-21 常见的两种磁路 激磁电流时

在变压器和电机中,大都是用线圈通以电流来产生磁场(magnetic field),这种电流称为激磁电流或励磁电流(exciting current),若激磁电流为交流,则磁路内的磁通亦随时间而变,这种磁路称为交流磁路,变压器和异步电机的磁路就属于这一类。若励磁电流为直流,则磁路中的磁通亦不随时间变化,这种磁路称为直流磁路,直流电机的磁路就属于这一类。

当线圈中通有激磁电流时,铁心磁路(包括工作气隙)中将产生一定的磁通密度,并通过较多的磁通,这部分磁通称为主磁通(main flux),如图 0-21 中所示。主磁通是电机赖以进行工作的磁通。除此之外,在部分铁心和铁心周围的空间,还会产生一些分散而较弱的磁通,这部分磁通称为漏磁通(leakage flux)。主磁通的路径比较容易确定,漏磁通的路径则比较复杂,需要专门的方法进行计算。考虑到正常工作情况下,漏磁通所占比例一般都不太大,所以在下面的磁路计算中,只计算主磁通所经过的磁路,而忽略漏磁通的影响。

二、直流磁路计算

所谓磁路计算包括两种情况,一种是已知磁动势和磁路几何尺寸求磁通量;另一种是已知磁通和磁路几何尺寸求磁动势。电机和变压器的磁路计算常属于第二种。下面以一例题介绍无分支直流磁路的计算方法。

例 0-1 已知用硅钢片叠成的铁心如图 0-22 所示,其尺寸已标注在图上,叠装系数 $k_{Fe} = 0.92$,励磁绕组匝数为 1000 匝。硅钢片磁化曲线列于表 0-3 中,求在该磁路获得 $\Phi = 0.0015\text{Wb}$ 所需的励磁电流。

表 0-3

硅钢片磁化曲线

$B(\text{T})$	0.3	0.5	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9
$H \times 10^2 (\text{A/m})$	0.7	1.2	3.6	4.6	6	8	11.2	17	30	58	100	165

解:

1. 根据磁路中各部分的材料和截面进行分段,要求每一段磁路是均匀的(材料相同和截面相等)。这个磁路虽然只由硅钢片和空气两种材料构成,但铁心部分有两种截面积,因此应分成三段来计算。两个铁心柱作为第一段,上、下铁轭作为第二段,气隙作为第三段。

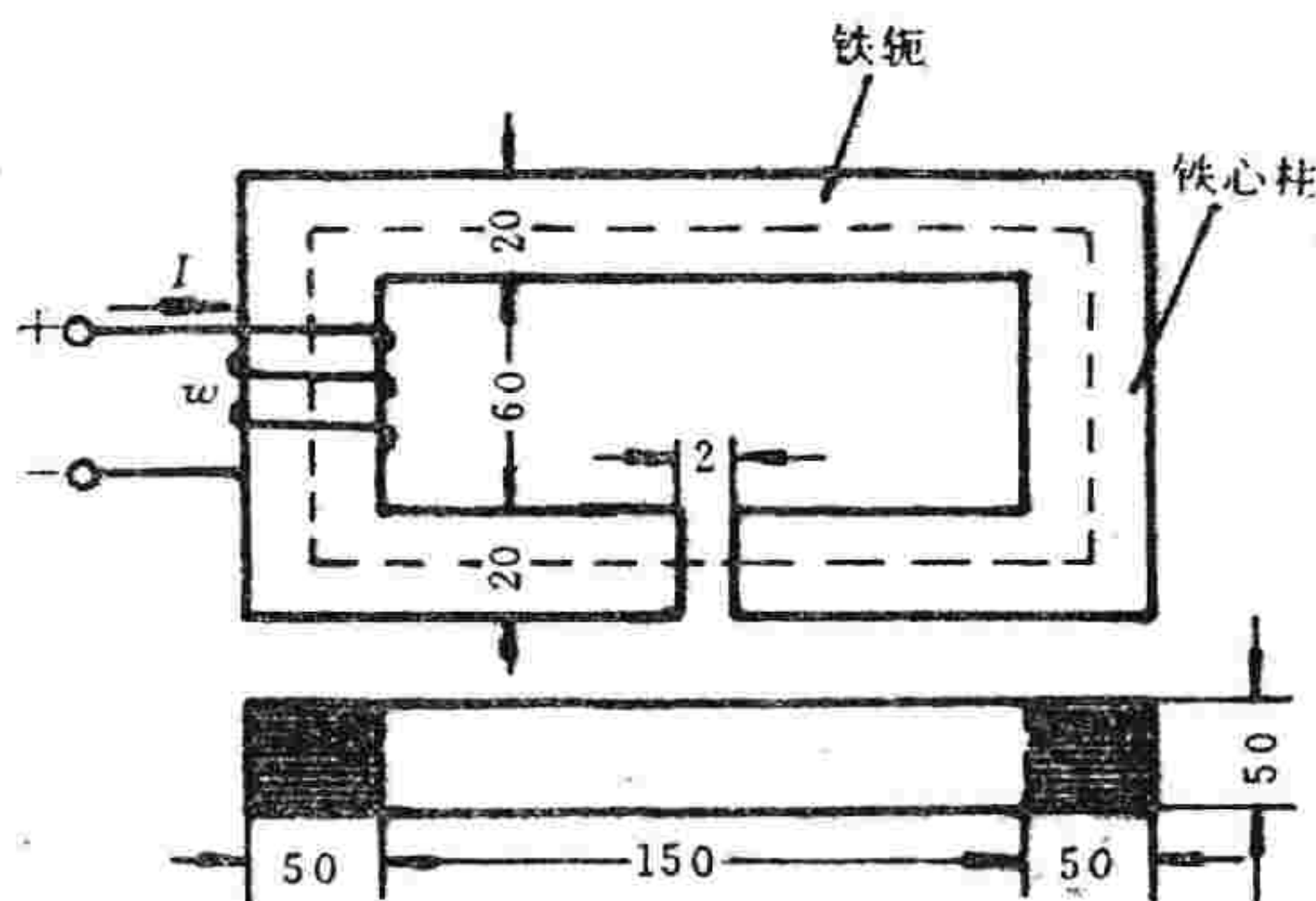


图 0-22 简单串联磁路

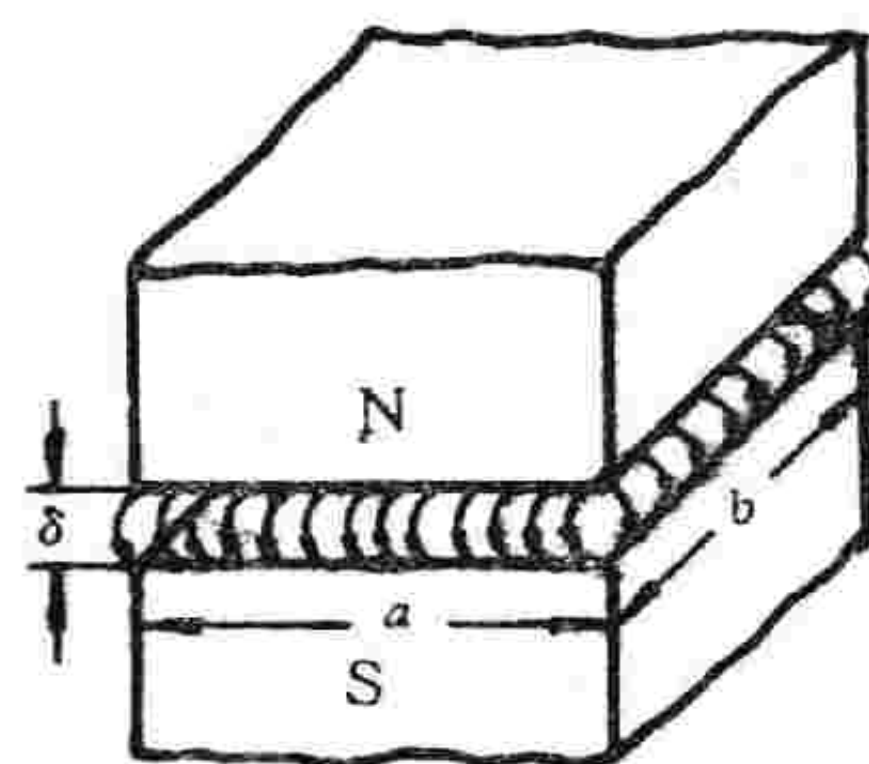


图 0-23 空气隙磁通的边缘效应

2. 根据磁路尺寸算出各段的截面积和平均长度。在计算截面积时,应考虑两点:

其一是由于铁心由硅钢片叠成,而硅钢片上涂有绝缘漆,因此根据几何尺寸计算出来的面积为视在面积。磁力线通过的面积应按有效面积来计算。有效面积等于视在面积乘以一小于1的系数 k_F, k_r , 称为铁心叠装系数 (lamination factor), 其值随硅钢片厚度和所涂绝缘漆厚度而定,一般为 0.95 (不涂漆) 或 0.92 (涂漆) 左右。其二是在空气隙中,磁力线会向外扩张,造成边缘效应 (见图 0-23), 因而增大了气隙的有效面积。当空气隙长度 δ 很短时,它的有效面积可按下面近似公式计算:

矩形面积

$$S_g = (a + \delta)(b + \delta) \approx ab + (a + b)\delta$$

圆形面积

$$S_g = \pi(r + \delta/2)^2 \approx \pi r^2 + \pi r\delta$$

(0-32)

式中 a 与 b 是矩形截面的长度与宽度, r 是圆形截面的半径。

因此,若 S_1, S_2, S_g 分别表示铁心柱,铁轭和气隙的有效截面积, l_1, l_2, δ 分别表示铁心柱、铁轭和气隙的平均长度,则此题每段磁路的有效截面积和平均长度为:

$$S_1 = 0.05 \times 0.05 \times 0.92 = 23 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_2 = 0.05 \times 0.02 \times 0.92 = 9.2 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$S_g = 0.02 \times 0.05 + (0.02 + 0.05) \times 0.002 = 11.4 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$l_1 = (0.06 + 0.02) \times 2 = 0.16 \text{ m}$$

$$l_2 = (0.25 - 0.05) \times 2 - 0.002 = 0.398 \text{ m}$$

$$\delta = 0.002 \text{ m}$$

3. 根据已知磁通计算各段的磁通密度:

$$B_1 = \frac{\Phi}{S_1} = \frac{0.0015}{23 \times 10^{-4}} = 0.652 \text{ T}$$

$$B_2 = \frac{\Phi}{S_2} = \frac{0.0015}{9.2 \times 10^{-4}} = 1.63 \text{ T}$$

$$B_3 = \frac{\Phi}{S_3} = \frac{0.0015}{11.4 \times 10^{-4}} = 1.316 \text{ T}$$

4. 根据每一段的磁通密度求磁场强度。对于铁磁材料可查基本磁化曲线得到,对于空气隙,可直接按公式 $H_3 = B_3 / \mu_0$ 计算。但在实用中, B 的单位用 T, H 的单位用 A/m, 此时 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, 所以

$$H_3 = \frac{B_3}{4\pi \times 10^{-7}} = 0.8 \times 10^6 B_3 \text{ A/m} \quad (0-33)$$

由 $B_1 = 0.652 \text{ T}$ 从磁化曲线上找出 H_1 , 采用插值法:

$$\frac{3.6 - 1.2}{H_1 - 1.2} = \frac{1.0 - 0.5}{0.652 - 0.5} \quad \text{解得 } H_1 = 1.93 \times 10^2 \text{ A/m}$$

同理, 由 $B_2 = 1.63 \text{ T}$, 采用插值法找出 $H_2 = 38.4 \times 10^2 \text{ A/m}$

空气隙中的磁场强度

$$H_3 = 0.8 \times 10^6 B_3 = 0.8 \times 10^6 \times 1.316 = 1.053 \times 10^6 \text{ A/m}$$

5. 根据每一段的磁场强度和平均长度求出每一段的磁压降。

$$H_1 l_1 = 1.93 \times 10^2 \times 0.16 = 30.88 \text{ A}$$

$$H_2 l_2 = 38.4 \times 10^2 \times 0.398 = 1528.32 \text{ A}$$

$$H_3 \delta = 1.053 \times 10^6 \times 0.002 = 2106 \text{ A}$$

6. 按磁路基尔霍夫第二定律求出所需磁动势或励磁电流。

$$\begin{aligned} F = \omega I &= H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 \delta \\ &= 30.88 + 1528.32 + 2106 = 3665.2 \text{ A} \end{aligned}$$

励磁电流

$$I = \frac{F}{\omega} = \frac{3665.2}{1000} \approx 3.67 \text{ A}$$

对于分支磁路的计算一般比较复杂, 这里只介绍计算的思路。

图 0-24 是一个具有一个磁动势的并联磁路(分支磁路)。按假设的各磁通的正方向和磁路定律, 有下列关系式:

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

$$H_2 l_2 + H_3 \delta = H_3 l_3$$

$$H_1 l_1 + H_3 l_3 = \omega I$$

如果给定的为通过空气隙的磁通 Φ_2 , 则可直接求出所需磁动势。其主要步骤如下:

(1) 从给定的 Φ_2 可求出 $H_3 \delta$, $H_2 l_2$ 然后求出 $H_3 l_3 (= H_3 \delta + H_2 l_2)$;

(2) 由 H_3 可求出 Φ_3 ;

(3) 然后按 $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$ 求出 Φ_1 ;

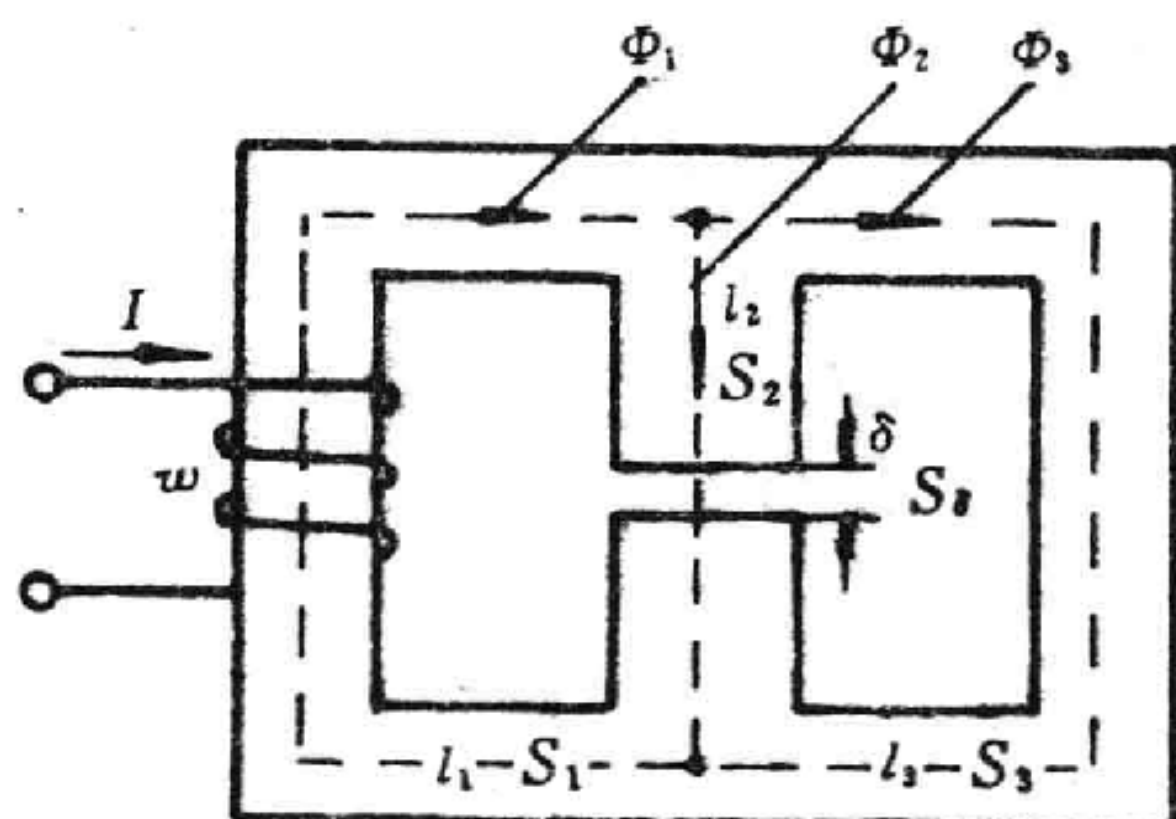


图 0-24 并联磁路

(4)由 Φ_1 求出 $H_1 l_1$;

(5)最后按 $\omega I = H_1 l_1 + H_2 l_2$ 可求出所需的磁动势。

如果给定的是其他支路的磁通,则有一部分非采用试探法(或图解法)计算不可。如果给定的是磁动势,需求各磁通,则必须用试探法或图解法来求解。

三、交流磁路的计算

由于交流磁路中的磁动势和磁通是随时间而变化的,在磁路计算中除了每一瞬间仍和直流磁路一样遵循磁路的基本定律以及允许使用相同的基本磁化曲线外,还要考虑如下问题:

1. 交变的磁通要在线圈中产生感应电动势。
2. 交变的磁通要在铁心中产生铁心损耗。
3. 磁路饱和时,电流、磁通和电动势波形要发生畸变。

上述问题在变压器中要作详细的论述。这里仅考虑感应电动势问题,而忽略铁心中的损耗,并认为磁路不饱和,即电流、磁通和电动势均按正弦变化。

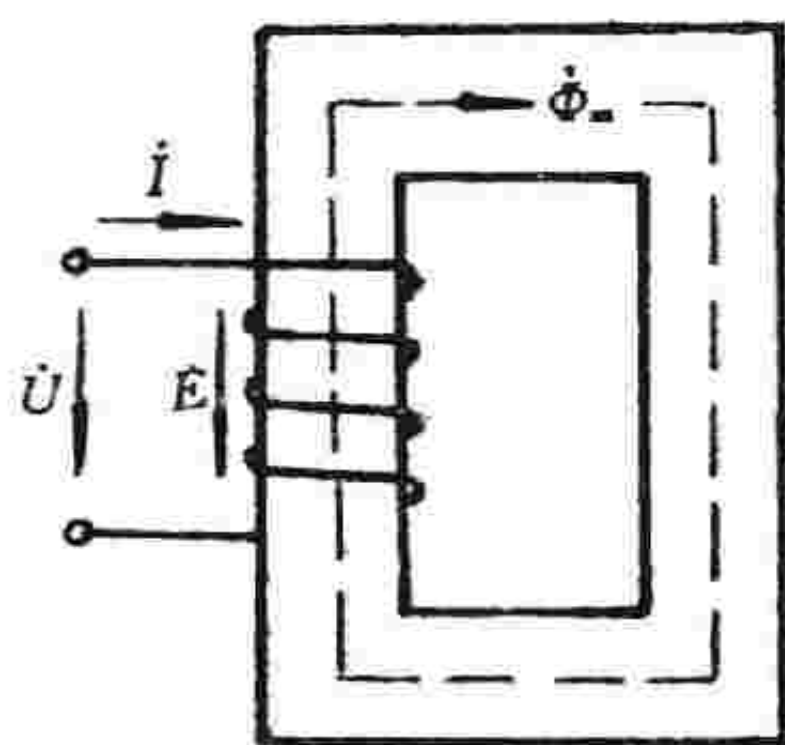


图 0-25 交流铁心线圈

图 0-25 为一交流铁心线圈,其匝数为 w ,接在正弦交流电源上。按图中规定正方向。

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} \quad (0-34)$$

忽略漏磁通和线圈电阻后,电源电压为

$$u = -e = w \frac{d\Phi}{dt} \quad (0-35)$$

电源电压 u 按正弦规律交变,由于 $e = -u$,因此 e 也按正弦交变。根据 $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$ 可知, Φ 也按正弦规律交变。假设

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad (0-36)$$

$$\text{则 } e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -\omega w \Phi_m \cos \omega t = E_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (0-37)$$

而

$$u = -e = \omega w \Phi_m \cos \omega t = U_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (0-38)$$

电动势和电压的有效值

$$E = U = \frac{\omega w \Phi_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f w \Phi_m = 4.44 f w \Phi_m \quad (0-39)$$

或

$$\Phi_m = \frac{U}{4.44 f w} \quad (0-40)$$

由此可见,交流磁路计算与直流磁路计算的重要区别是:直流磁路中,外加电压决定了线圈中的电流,该电流产生的磁动势和磁路材料及尺寸决定铁心中的磁通;而交流磁路中,在电源频率和线圈匝数一定时,外加电压决定铁心中磁通的大小(忽略线圈电阻和漏磁通),再根据磁通和磁路材料的尺寸决定线圈中的电流。

交流激磁系统往往用一等效电路来表示,在忽略线圈电阻、漏磁通和铁耗情况下,对应于图 0-25 的等效电路如图 0-26 所示。图中 x_m 为交变的磁场转化成电路问题引入的一个参数,称为对应于铁心磁通的激磁电抗。

按照(0-21)式,激磁电抗可以表示为

$$x_m = \omega L_m = \omega w^2 \frac{\mu S_m}{l_m} \quad (0-41)$$

式中 L_m ——激磁电感；

μ ——铁心磁导率；

S_m, l_m ——分别为铁心截面积和平均长度。

由此可知：激磁电抗决定于电流频率、线圈匝数、主磁路材料性质及尺寸。对于铁心线圈， x_m 为非线性参数，它随磁路饱和程度的增加而减小。如果外施电压及频率恒定，则 x_m 应有一确定值。由等效电路可知激磁电抗

$$x_m = \frac{U}{I}$$

激磁电感 $L_m = \frac{x_m}{\omega} = \frac{x_m}{2\pi f}$

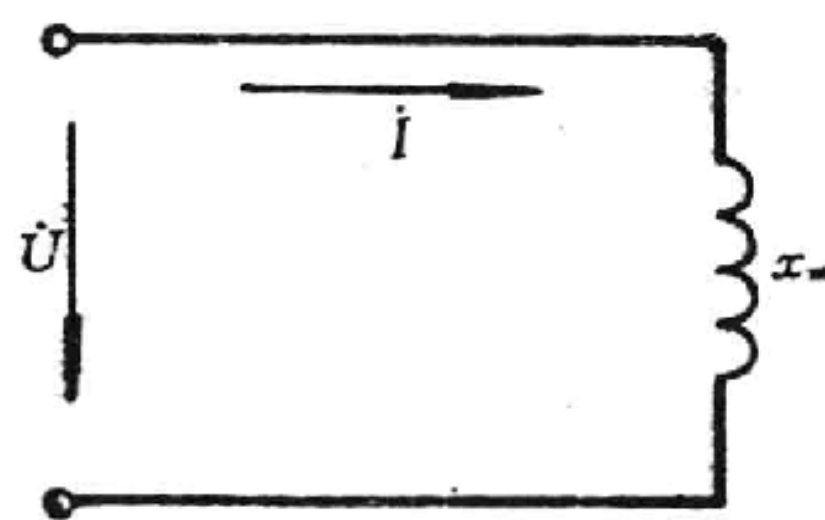


图 0-26 等效电路

例 0-2 若把图 0-22 铁磁线圈接在 $U=220V$ 、 $f=50Hz$ 的正弦交流电源上，忽略线圈电阻和铁耗，并认为全部磁通经由铁心闭合。试求激磁电流、激磁电抗及激磁电感。

解：

(1) 铁心中最大磁通值

$$\Phi_m = \frac{U}{4.44fw} = \frac{220}{4.44 \times 50 \times 1000} = 9.9 \times 10^{-4} \text{ Wb}$$

(2) 计算各段磁路的磁通密度

$$B_1 = \frac{\Phi_m}{S_1} = \frac{9.9 \times 10^{-4}}{23 \times 10^{-4}} = 0.43 \text{ T}$$

$$B_2 = \frac{\Phi_m}{S_2} = \frac{9.9 \times 10^{-4}}{9.2 \times 10^{-4}} = 1.076 \text{ T}$$

$$B_3 = \frac{\Phi_m}{S_3} = \frac{9.9 \times 10^{-4}}{11.4 \times 10^{-4}} = 0.868 \text{ T}$$

(3) 计算各段磁场强度

由磁化曲线用内插法求得铁心内磁场强度为

$$H_1 = 1.025 \times 10^2 \text{ A/m}$$

$$H_2 = 4.36 \times 10^2 \text{ A/m}$$

按式(0-33)计算气隙磁场强度为

$$H_3 = 0.8 \times 10^5 \times 0.868 = 6.944 \times 10^5 \text{ A/m}$$

(4) 计算各段磁压降

$$H_1 l_1 = 1.025 \times 10^2 \times 0.16 = 16.4 \text{ A}$$

$$H_2 l_2 = 4.36 \times 10^2 \times 0.398 = 173.53 \text{ A}$$

$$H_3 \delta = 6.944 \times 10^5 \times 0.002 = 1388.8 \text{ A}$$

(5) 计算总磁动势和激磁电流

$$\begin{aligned} F &= \sqrt{2} w I = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 \delta \\ &= 16.4 + 173.53 + 1388.8 = 1578.73 \text{ A} \end{aligned}$$

激磁电流有效值

$$I = \frac{F}{\sqrt{2} \omega} = \frac{1578.73}{\sqrt{2} \times 1000} = 1.12 \text{ A}$$

(6) 计算激磁电抗和电感

$$x_m = \frac{U}{I} = \frac{220}{1.12} = 196.4 \text{ } \Omega$$

$$L_m = \frac{x_m}{\omega} = \frac{196.4}{2\pi \times 50} = 0.63 \text{ H}$$

概论 自测题

一、填空题(每格 2 分,共 40 分)

1. 电机和变压器是以_____作为媒介,利用_____作用实现能量转换的。
2. 铁磁材料的导磁率比非铁磁材料的磁导率_____;铁磁材料的磁通密度 B 与磁场强度 H 成_____关系;随着饱和程度的增加,铁磁材料的磁导率_____。
3. 磁路的磁阻主要取决于_____和_____。磁路中的气隙愈小,则磁阻愈_____。
4. 自感的大小与匝数_____成正比,和磁导成_____。
5. 通过闭合电路的磁通发生变化时,在闭合电路内要感应电动势,当感应电动势的正方向和磁通的正方向不符合右手螺旋关系时,感应电动势表达式为_____,在这种规定正方向下,当磁通按负方向减少时,感应电动势的实际方向与规定正方向_____。
6. 载流导体在磁场中受到力的作用,这种力是_____作用产生的,力的方向可用_____确定。在旋转电机里,这种力产生的力矩称为_____。
7. 旋转电机内部在进行能量形态的转变过程中,存在着_____,_____,_____和_____等四种能量形态。

二、如图所示,在一对旋转的磁极之间,放一圆柱体,圆柱体上安置一闭合线圈,

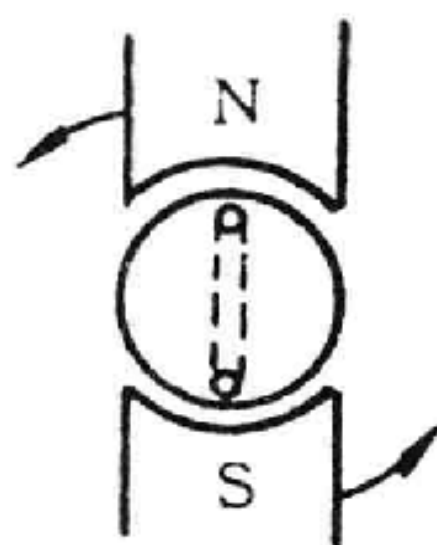
- (1) 试决定线圈中感应电动势和电流的方向;
- (2) 圆柱体为什么会旋转?
- (3) 其转向怎样?
- (4) 圆柱体转速能否等于旋转磁极的转速? 为什么?

三、一铁心如图所示,其中线圈匝数 $w=400$ 匝,铁心截面积 $S=80\text{mm}^2$,铁心平均长 $l=100\text{mm}$,气隙长 $\delta=0.1\text{mm}$,忽略磁力线扩散现象,气隙磁密 $B_\delta=1.0\text{T}$ 。设铁心磁导率 $\mu=0.007\text{H/m}$,并保持不变(20 分)

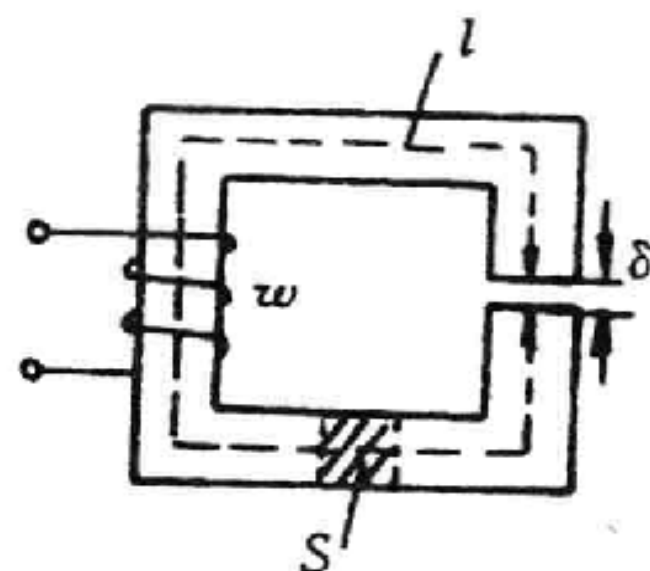
- (1) 求这个线圈的自感系数 L ;
- (2) 当铁心和气隙截面积都增大一倍后, μ 仍不变,求这时的自感系数 L ;

(3) 当线圈匝数为 200 匝时, 自感系数 L 为多少?

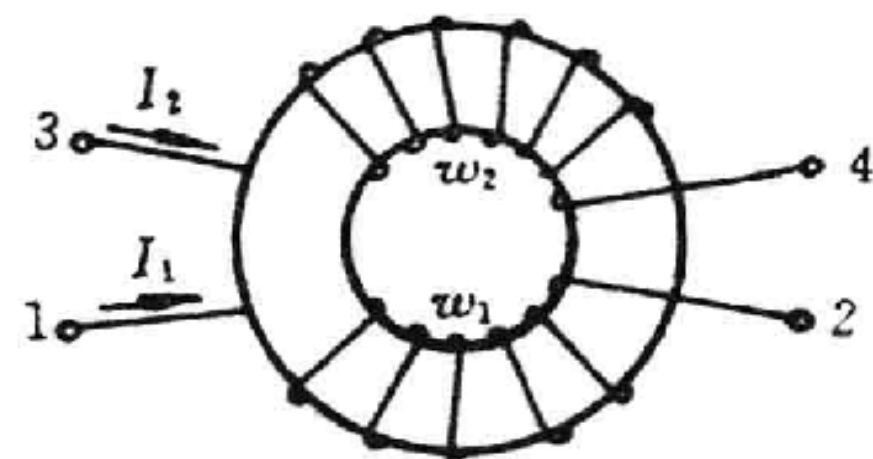
(4) 当铁心截面 $S=800\text{mm}^2$, 线圈匝数为 200 匝时, 线圈的自感系数 L 为多少?



题二附图



题三附图



题四附图

四、在环形铁心上(见图)绕有两个线圈, $w_1=200$ 匝, $w_2=250$ 匝。设磁通都在铁心中通过, 求下列四种情况下的总磁动势, 并指明磁通方向(电流单位为 A)(20 分)

(1) $I_1=1, I_2=1$;

(2) $I_1=-1, I_2=1$;

(3) $I_1=1, I_2=-1$;

(4) $I_1=-1, I_2=-1$ 。

第一篇 变 压 器

第一章 变压器的基本工作原理和结构

本章重点内容: 1. 了解变压器在电力系统中的作用
2. 掌握变压器的基本工作原理
3. 了解变压器的基本结构和额定值

1831年英国人法拉第在铁环上绕上两个闭合线圈,一个线圈与电池串联,另一个线圈接一电流表,当电池闭合或开断时,发现在电流表上有电流指示,从此创立了电磁感应原理,为变压器奠定了理论基础。

1876年俄国人亚布洛契何夫制成了世界上第一台配电变压器,并在法国取得了专利。

1885年匈牙利人德里在根茨工厂第一次做成闭合磁路的单相变压器,而且,从德里开始,才把这种电器称作变压器。

变压器的发展只有100多年的历史,但从理论和制造上都达到了相当高的水平,这是由于变压器在电力系统中的作用所决定的。

§ 1-1 变压器在电力系统中的应用

随着国民经济的发展,对电力工业的要求愈来愈大,产生电能的发电机的容量也随之愈来愈大,那种初期的直接为用户使用的低压发电机早已不能满足要求,它已为集中于能源附近处(煤或水力资源)的发电厂所代替,因此在电能运用于国民经济中产生了新的问题,即发电、输电和用电之间的矛盾,变压器正是为解决这些矛盾而产生和发展的,也正是由于这些矛盾得到解决,使得电力工业才有了新的发展。

由于发电机为旋转电机,电压不能做得太高,(大容量发电机通常为10.5~20kV),我们要把电能输送到很远的地方去,是否可以直接从发电机输出去呢?这几乎是不可能的。因为低电压大电流输电,除了在输电线路上产生很大的损耗外,线路上产生的压降也足以使电能送不出去。要降低线路损耗和线路压降,可以减少输送电流或减少输电线的电阻,而后者只能增大导线截面积(输电距离一定),势必浪费宝贵的有色金属。所以减少电流是减少损耗和减少压降的关键,当传输容量一定时,为了减少电流,必须提高电压,即所谓高压输电,升压变压器就是用来将发电机发出的电压升高到输电电压(220~500kV或更高)的电力设备。

配电变压器

当电能输送到用电地区后,还不能直接使用,因为一方面操作电器设备不安全;另一方面用电设备的绝缘要求高,因此必须利用降压变压器把输电电压降为配电电压。然后再送到各用电地区,最后再经配电变压器把电压降到用户所需的电压等级,供用户使用。用户使用的电压,对大型动力设备,采用 3kV、6kV 或 10kV;对小型动力设备和照明用电则为 380/220V。

图 1-1 是一个简单的输配电系统图。

用户

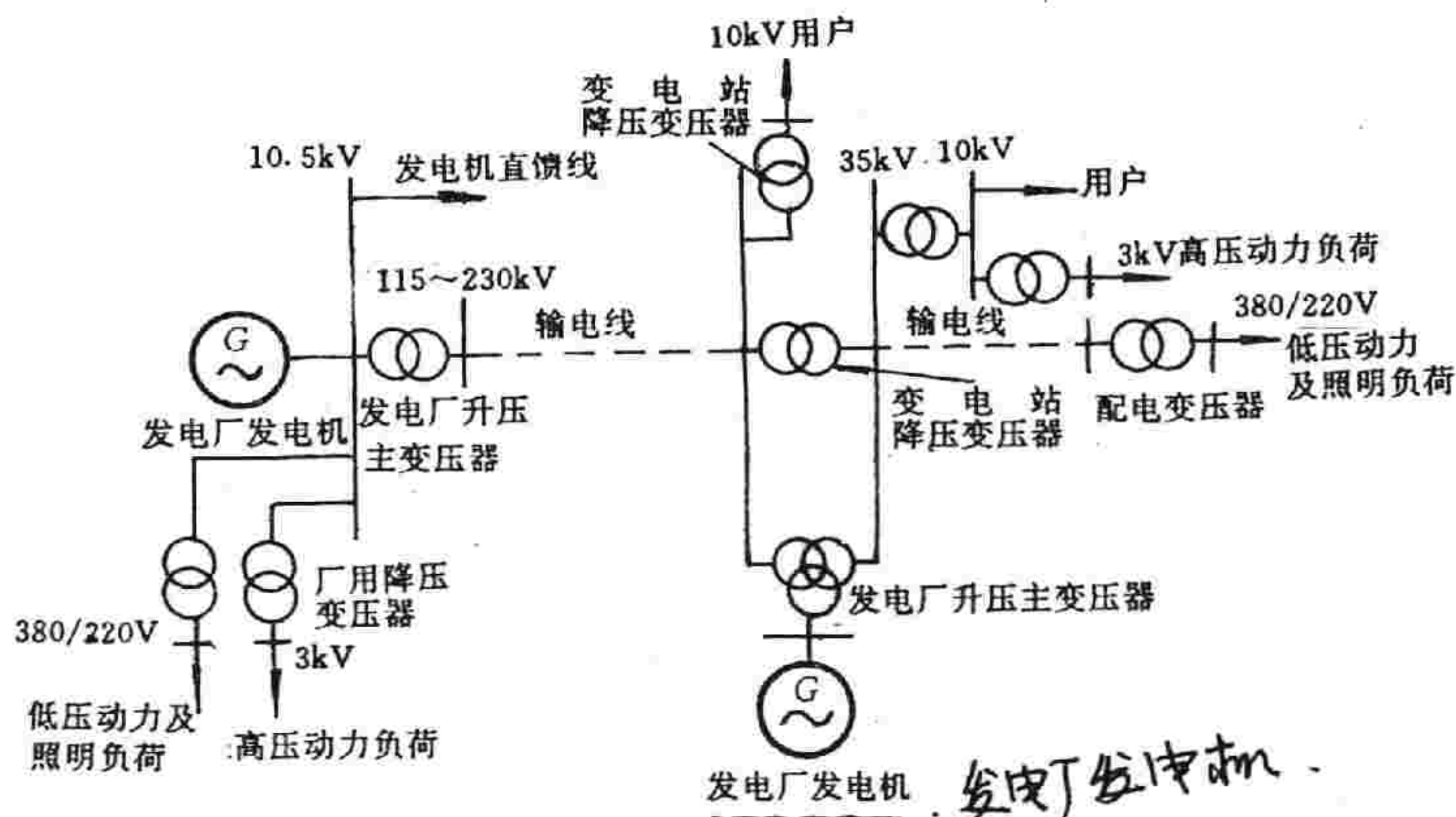


图 1-1 简单的输配电系统示意图

由图 1-1 可见,变压器在电力系统中的总容量要比发电机的总容量大很多,据统计,变压器的安装容量大约是发电机安装容量的 6~8 倍,可见变压器在电力系统中占有重要的地位。我们将主要研究电力系统中的变压器,即电力变压器(power transformer)。

除了上述电力变压器外,在其它部门,变压器也得到了广泛的应用,如冶金工业的电炉变压器,化学工业的整流变压器,以及无线电工业中变换阻抗的输出、输入变压器等。

§ 1-2 变压器的基本工作原理及分类

一、基本工作原理

变压器是一种静止电器,它把一种电压、电流的交流电能转换成同频率的另一种电压、电流的交流电能。由于它是建立在电磁感应的基础上,因此它的结构原则是:两个(或两个以上)互相绝缘的线圈套在一个共同的铁心上,如图 1-2 所示,线圈之间有磁的耦合,一般没有电的直接联系,通常两个线圈中一个接到交流电源,称为原绕组(primary winding),或一次绕组,简称为原边或一次。凡是原边的物理量和参数的符号右下角标以

电流

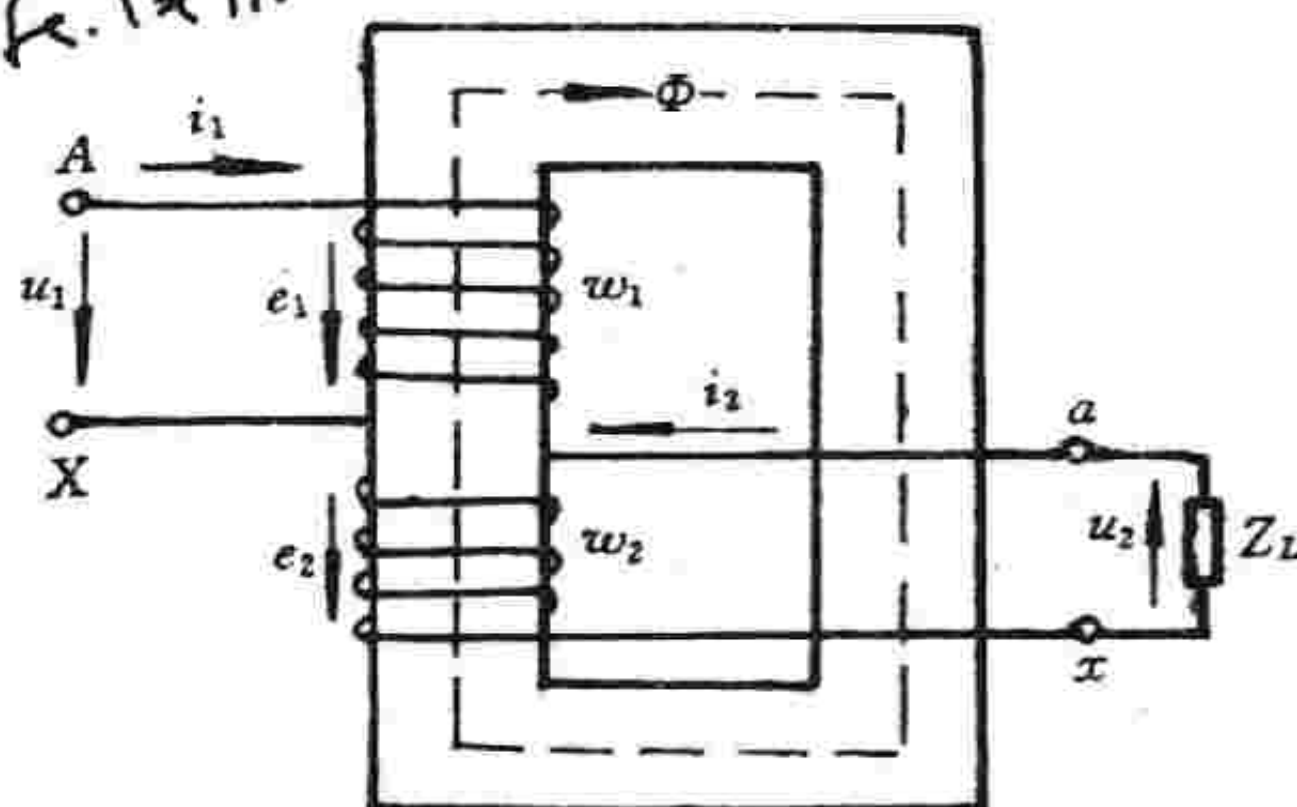


图 1-2 变压器原理示意图

“1”，如 u_1, i_1 等。另一个线圈接负载，称为副绕组(*secondary winding*)，或二次绕组，简称为副边或二次。凡是副边的物理量和参数的符号右下角标以“2”，如 u_2, i_2 等。当原绕组接到交流电源时，在外施电压作用下，原绕组中有交流电流流过，并在铁心中产生交变磁通，其交变频率与外施电压频率一样。该交变磁通同时交链原、副绕组，根据电磁感应定律，便在原、副绕组内感应出电动势，副边有了电动势，当接上负载后，便向负载供电，从而实现能量传递。

设两绕组的匝数分别为 w_1, w_2 ，则根据电磁感应定律，在电动势与磁通规定正方向符合右手螺旋的前提下：

$$\text{原边电动势} \quad e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\text{副边电动势} \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

因为两个绕组是套在同一铁心上，绕组中匝链的是同一磁通，所以磁通变化率都一样，因而

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{w_1}{w_2}$$

只要适当改变绕组的匝数，就可以改变原、副边电动势之比。以后将说明，原、副边电动势之比近似等于原、副边电压之比，所以只要改变原、副边匝数之比，便可达到改变电压的目的。这就是变压器的基本工作原理。

由于原、副边电压不等，我们把电压高的绕组称为高压绕组(*high voltage winding*)，电压低的绕组称为低压绕组(*low voltage winding*)。如果原边电压大于副边电压，则称为降压变压器(*step-down transformer*)；如果原边电压低于副边电压，则称为升压变压器(*step-up transformer*)。

二、变压器的分类

1. 按用途分

(1) 电力变压器——用于输配电系统。

它又可分为：升压变压器——把发电机电压升高；

降压变压器——把输电电压降低；

配电变压器——把电压降到用户所需电压；

联络变压器——联接几个不同电压等级的电力系统；

厂用变压器——供发电厂本身用电。

(2) 特殊变压器——用于特殊用途的变压器，如调压器，电炉变压器，整流变压器，仪用互感器等。

2. 按相数分

(1) 单相变压器——原、副边为单相绕组，原绕组接于单相电源上。

(2) 三相变压器——原、副边为三相绕组，原绕组接于三相电源上。

(3) 多相变压器——原边为三相绕组，副边为多相绕组，如六相整流变压器等。

3. 按绕组形式分

(1) 双绕组变压器——铁心柱上有高压和低压两个绕组。

(2) 三绕组变压器——铁心柱上有高压、中压和低压三个绕组。

(3) 多绕组变压器——铁心柱上有三个以上绕组。

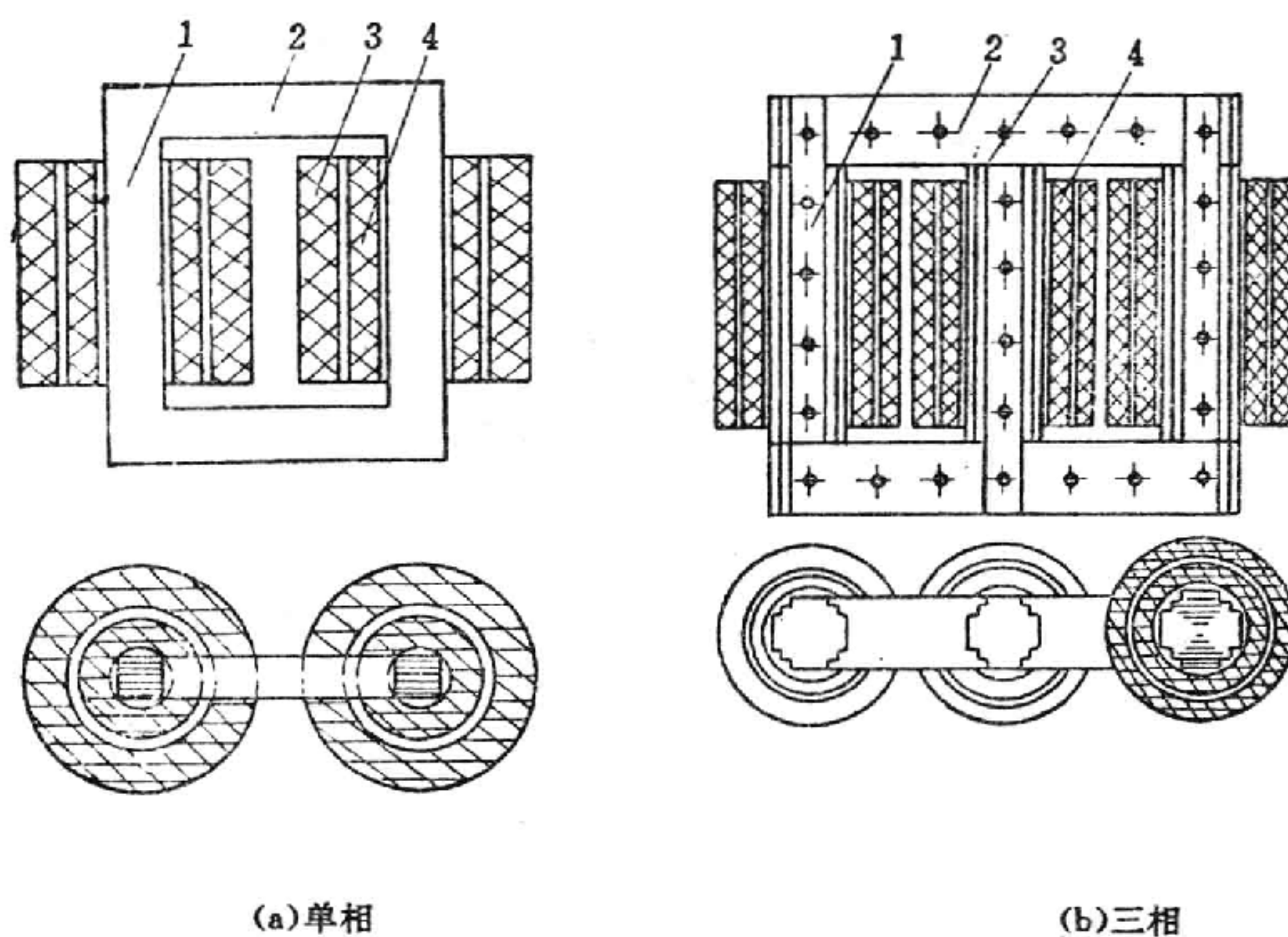
(4) 自耦变压器——原、副绕组有电路上的联接。

电力系统中使用最多的是双绕组变压器, 其次是三绕组变压器和自耦变压器。

4. 按铁心形式分

(1) 心式变压器——绕组包围铁心, 如图 1-3(a)、(b) 所示。

(2) 壳式变压器——铁心包围绕组, 如图 1-4(a)、(b) 所示。

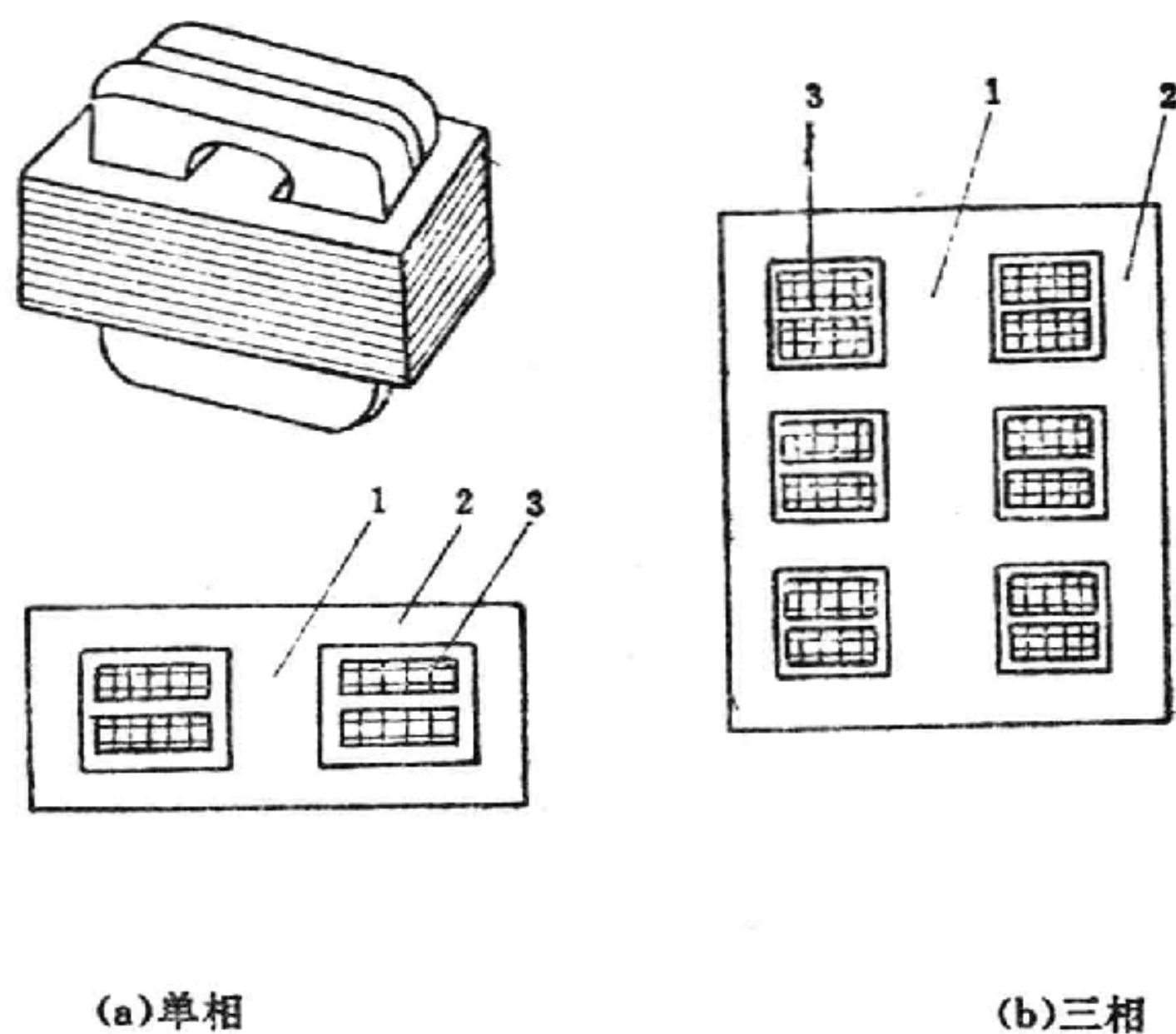


(a) 单相

(b) 三相

图 1-3 心式变压器

1—铁心柱 2—铁轭 3—高压绕组 4—低压绕组



(a) 单相

(b) 三相

图 1-4 壳式变压器

1—铁心柱 2—铁轭 3—绕组

5. 按冷却介质分

(1) 干式变压器——依靠空气冷却。

(2)油浸式变压器——依靠变压器油冷却。

它又可分为：自冷——依靠油的自然对流冷却；

风冷——在自冷基础上，加装风扇给油箱壁和油管吹风进行冷却；

强迫油循环——用油泵将热油抽到变压器外冷却器中进行冷却，然后再送入变压器。冷却器可以用循环水冷却或强迫风冷却。

还有其他分类方式，不一一列举。

§ 1-3 变压器的基本结构

虽然变压器可以分成许多类型，每一类变压器有其自己的特点，但基本结构都是由铁心——构成磁路，和绕组——构成电路组成。其次还包括一些其他部件。图 1-5 是油浸式电力变压器的外形结构。下面简单说明油浸电力变压器主要部件的作用和构成。

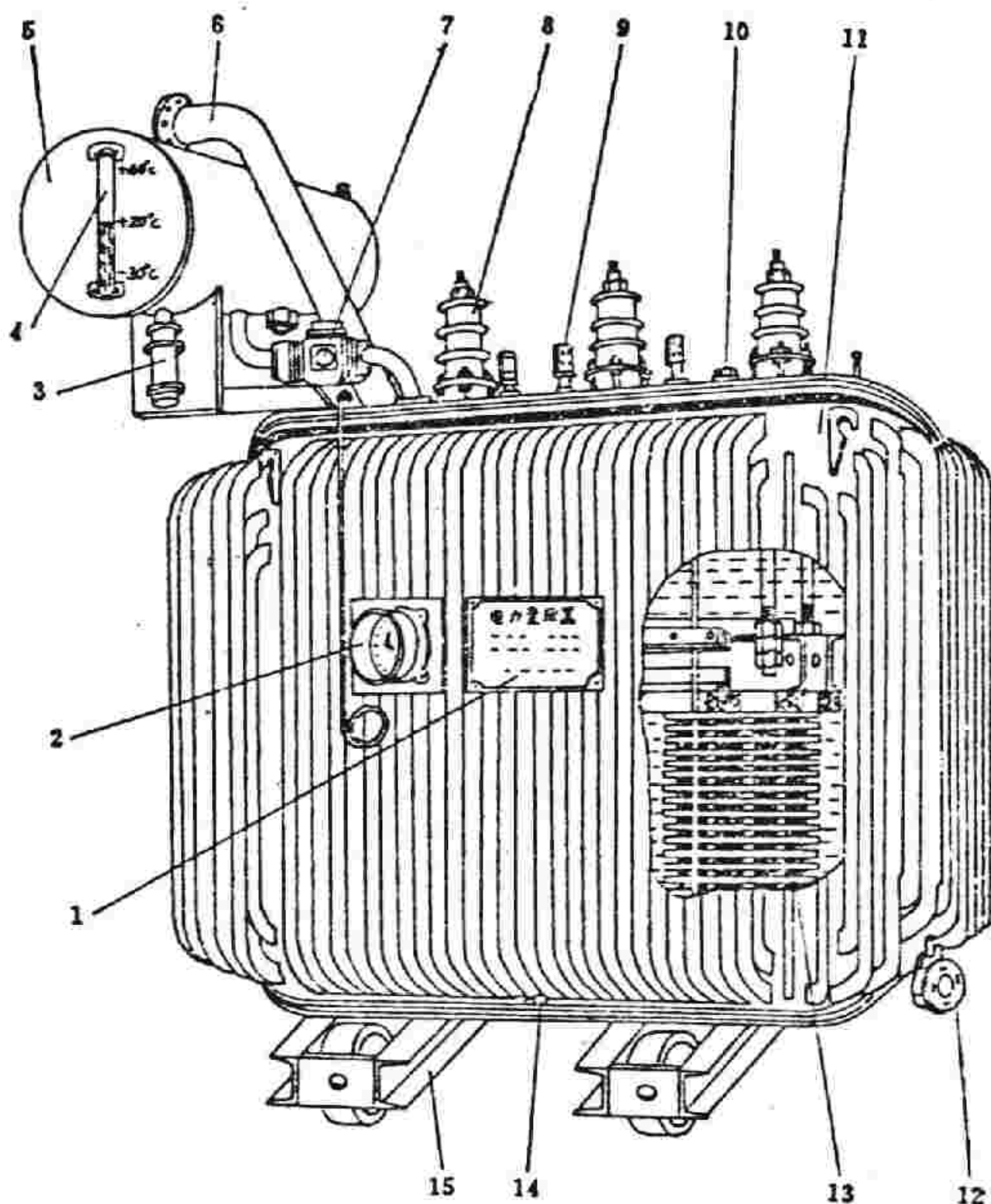


图 1-5 油浸式电力变压器

- 1—铭牌 2—讯号式温度计 3—吸湿器 4—油表 5—储油柜 6—安全气道
7—气体继电器 8—高压套管 9—低压套管 10—分接开关 11—油箱
12—放油阀门 13—器身 14—接地板 15—小车

电力变压器的基本结构可分为铁心、绕组、绝缘结构和油箱及其他附件。

图 1-6 示出了三相变压器器身结构示意图,表示了各部件的相互位置。以下简要介绍主要部件的构造和作用。

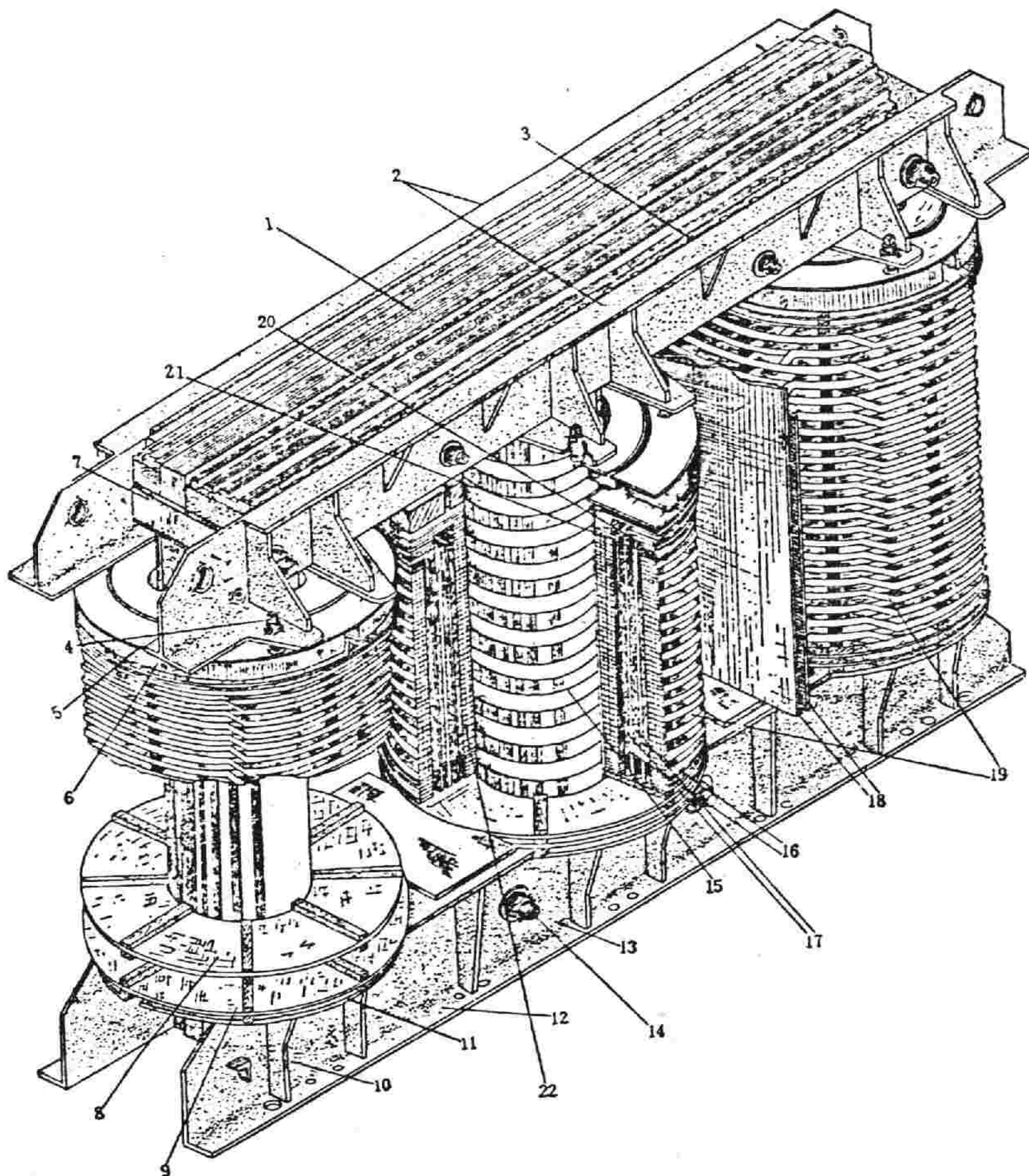


图 1-6 110 千伏端部出线变压器器身构造示意图

- 1—铁轭 2—上夹件 3—上夹件绝缘 4—压钉 5—绝缘纸圈 6—压板 7—方铁 8—下铁轭绝缘 9—平衡绝缘 10—下夹件加强筋 11—下夹件上肢板 12—下夹件下肢板 13—下夹件腹板 14—铁轭螺杆 15—铁心柱 16—绝缘纸筒 17—油隙撑条 18—相间隔板 19—高压绕组 20—角环 21—静电环 22—低压绕组

一、铁心(core)

铁心既是变压器的磁路,又是它的机械骨架。铁心由心柱(limb)和铁轭(yoke)两部分组成,心柱上套装线圈,铁轭使整个磁路成为闭合磁路。按照铁心结构,变压器可分为心式(core type)和壳式(shell type)两类,如图 1-3 所示。由于心式结构比较简单,线圈的装配、绝缘亦较容易,因此国产电力变压器均采用心式结构。三相三柱式铁心装配图,如图 1-7 所示。

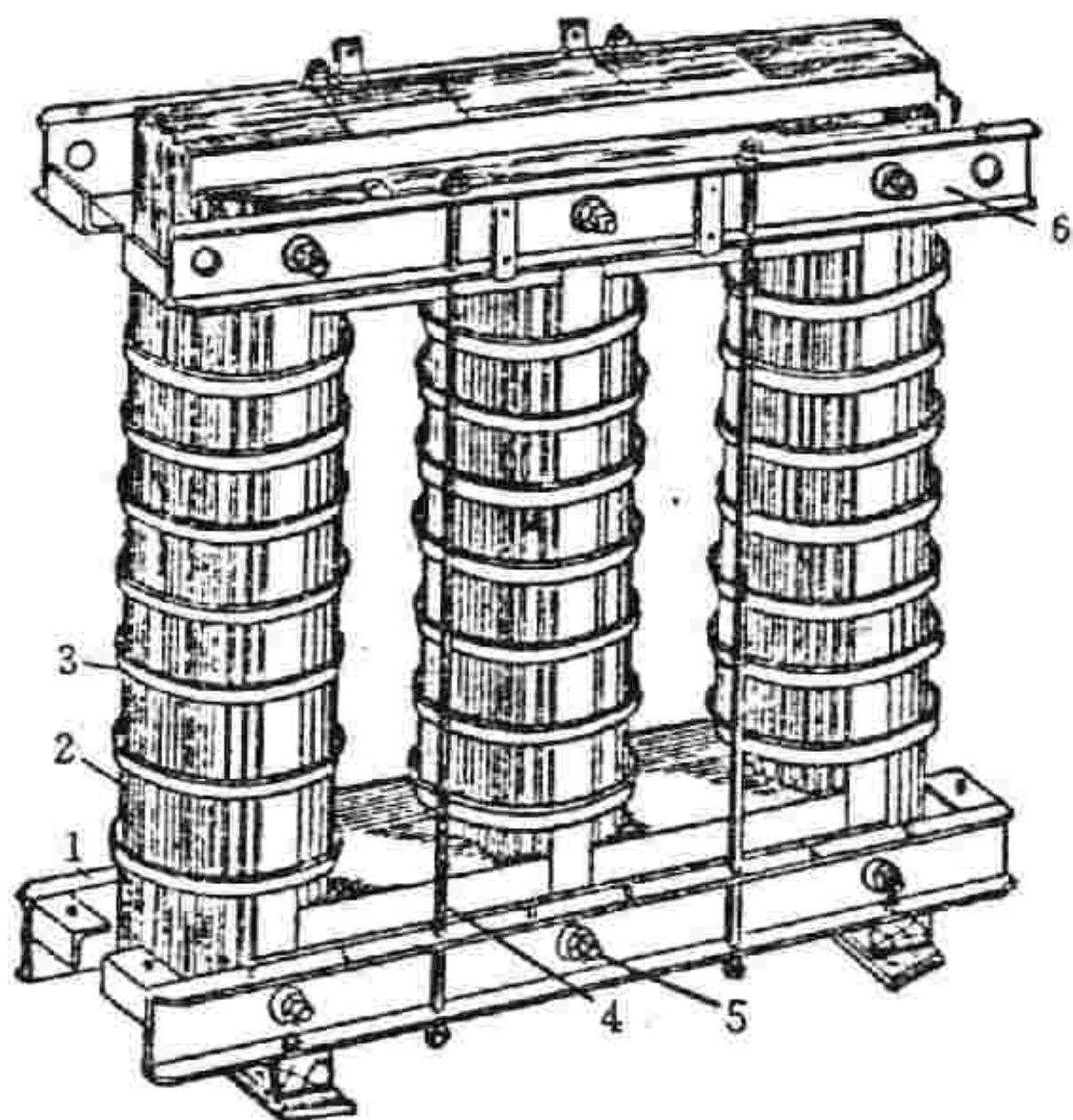
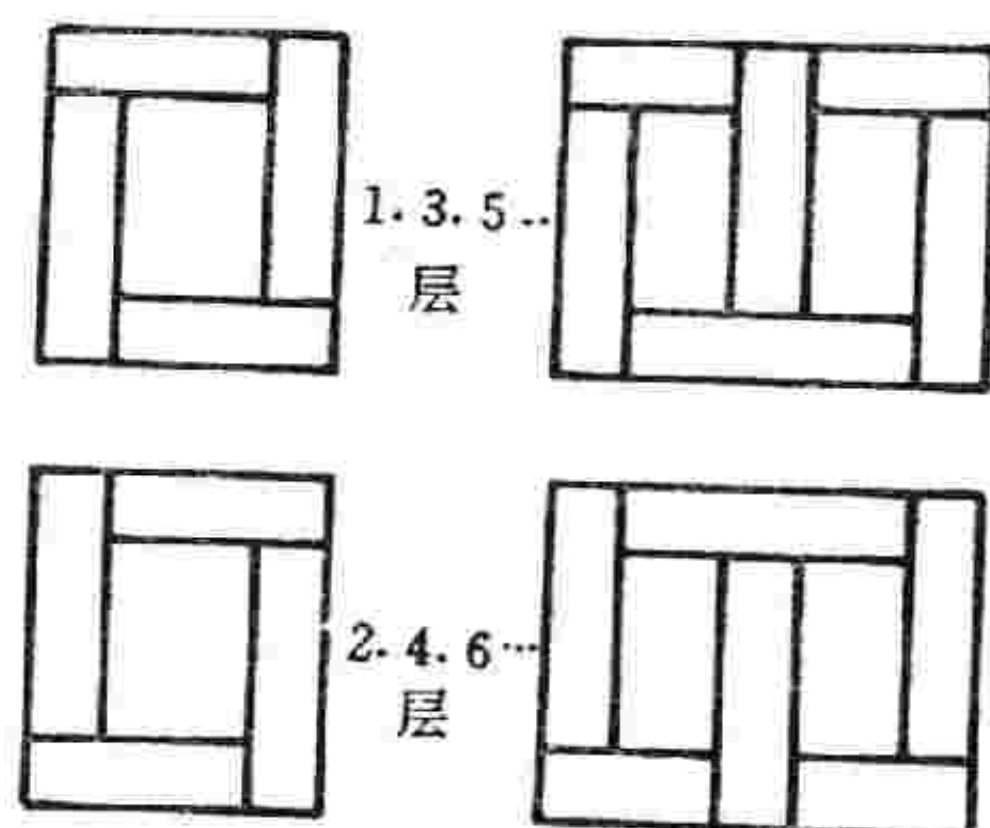
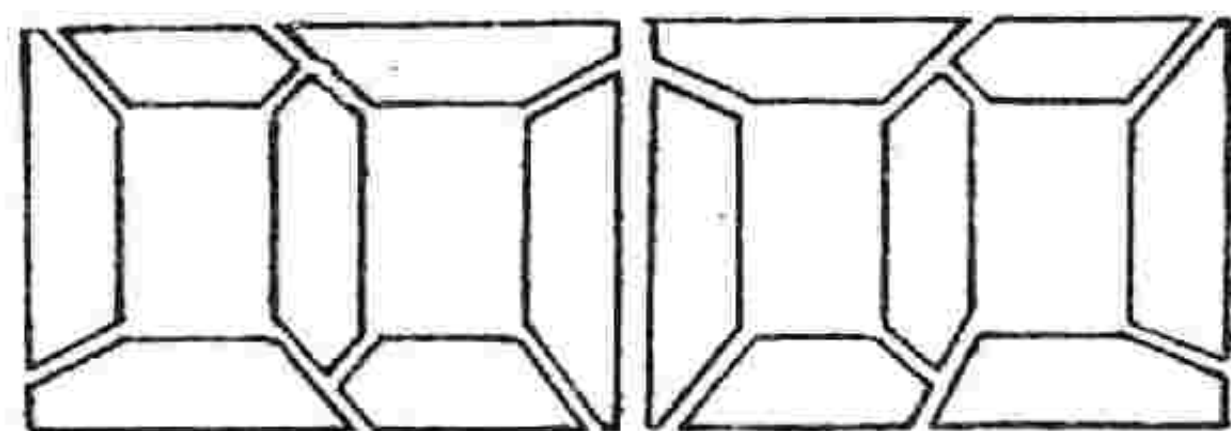


图 1-7 三相三柱式铁心
1—下夹件 2—铁心柱 3—铁柱绑扎
4—拉螺杆 5—铁轭螺杆 6—上夹件



(a)单相 (b)三相
图 1-8 铁心叠片次序

为了减少铁心中的磁滞和涡流损耗,一般铁心均用 0.35~0.5mm 厚的热轧或冷轧硅钢片叠成,片间涂以 0.01~0.013mm 厚的漆膜,以避免片间短路。



(a) (b)
图 1-9 冷轧硅钢片的叠装法

为了减少叠片接缝间隙以降低激磁电流,一般叠片时均采用交错式叠装,即上层和下层叠片接缝错开,如图 1-8 所示。为了减少装配工时,一般用两、三片作一层。

大型变压器中采用高磁导率、低损耗的冷轧硅钢片时,应用斜切钢片,如图 1-9 所示,以减少转角处的附加损耗。因为冷轧钢片沿碾轧方向有较小的铁耗和较高的导磁率,如按图 1-8 下料叠装,则在磁路转角处,由于磁通方向和碾轧方向成 90°将引起铁耗增加。

心柱的截面形状,在小型变压器中可用正方形或长方形,在容量较大的变压器中,为充分利用线圈内圆空间,一般采用阶梯形截面,如图 1-10 中(a)、(b)所示。当铁心柱直径大于 380mm 时,中间还留有油道,以改善铁心的冷却。铁轭的截面有矩形的,也有阶梯形的。如图 1-10 中(c)、(d)、(e)所示。铁轭的面积一般比心柱大 5~10%,以减少激磁电流和铁心损耗。

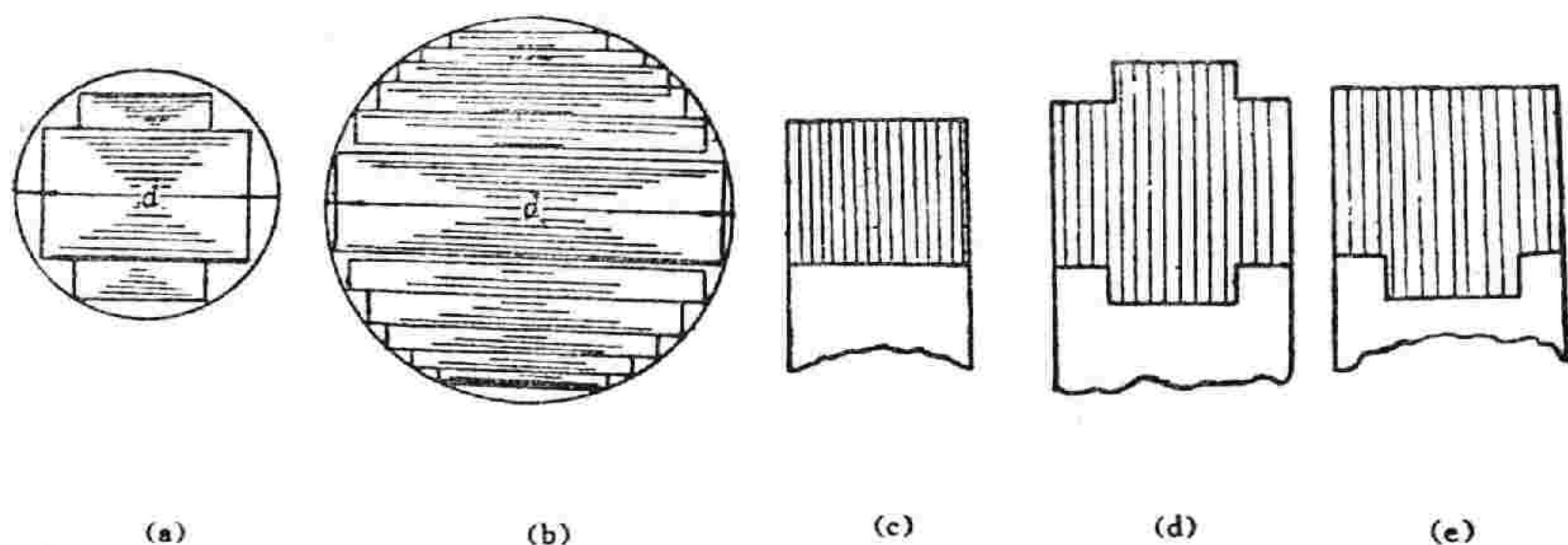


图 1-10 铁柱和铁轭截面形状
(a)、(b)—铁柱截面 (c)、(d)、(e)—铁轭截面

二、绕组(winding)

绕组是变压器的电路部分,用纸包或纱包的绝缘扁线或圆线绕成。

从高、低压绕组之间的相对位置来看,变压器的绕组可分成同心式和交叠式两类。同心式绕组的高、低压绕组同心地套装在心柱上,如图 1-3 所示。为便于绝缘,一般低压绕组(L.V. winding)靠近铁心,高压绕组(H.V. winding)套装在低压绕组外面。交叠式绕组都做成饼式,高、低压绕组互相交叠放置,如图 1-11 所示。为了减少绝缘距离,通常靠近铁轭处放低压绕组。同心式绕组结构简单,制造方便,国产电力变压器均采用这种结构。交叠式绕组的漏抗较小,易于构成多条并联支路,主要用于低压、大电流的电焊、电炉变压器和壳式变压器中。

同心式绕组又可分成圆筒式、螺旋式和连续式等几种基本型式。

圆筒式绕组是最简单的一种型式,它是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,一般用于每柱容量为 210kVA 及以下变压器中。作为低压绕组时,因电流较大,常用单根或多根并联扁线绕成双层圆筒式。作为高压绕组时,因电流较小,匝数较多,常采用圆线绕成多层圆筒式,如图 1-12 所示。为了保证线圈冷却,圆筒式线圈有时沿轴向还分成若干段,叫分段圆筒式绕组。

螺旋式绕组主要用于 800kVA 及以上、25kV 及以下的变压器,此时绕组电流大,匝数较少。螺旋式绕组通常用多根并联扁线绕制,每一线饼只有一匝,整个绕组像螺纹一样绕制下去,故称螺旋式,如图 1-13 所示。这种绕组由于并联股数较多,里层和外层导线所处的磁场位置不同,会引起各股导线之间电流分布不均匀,故在绕制过程中导体要进行换位,即

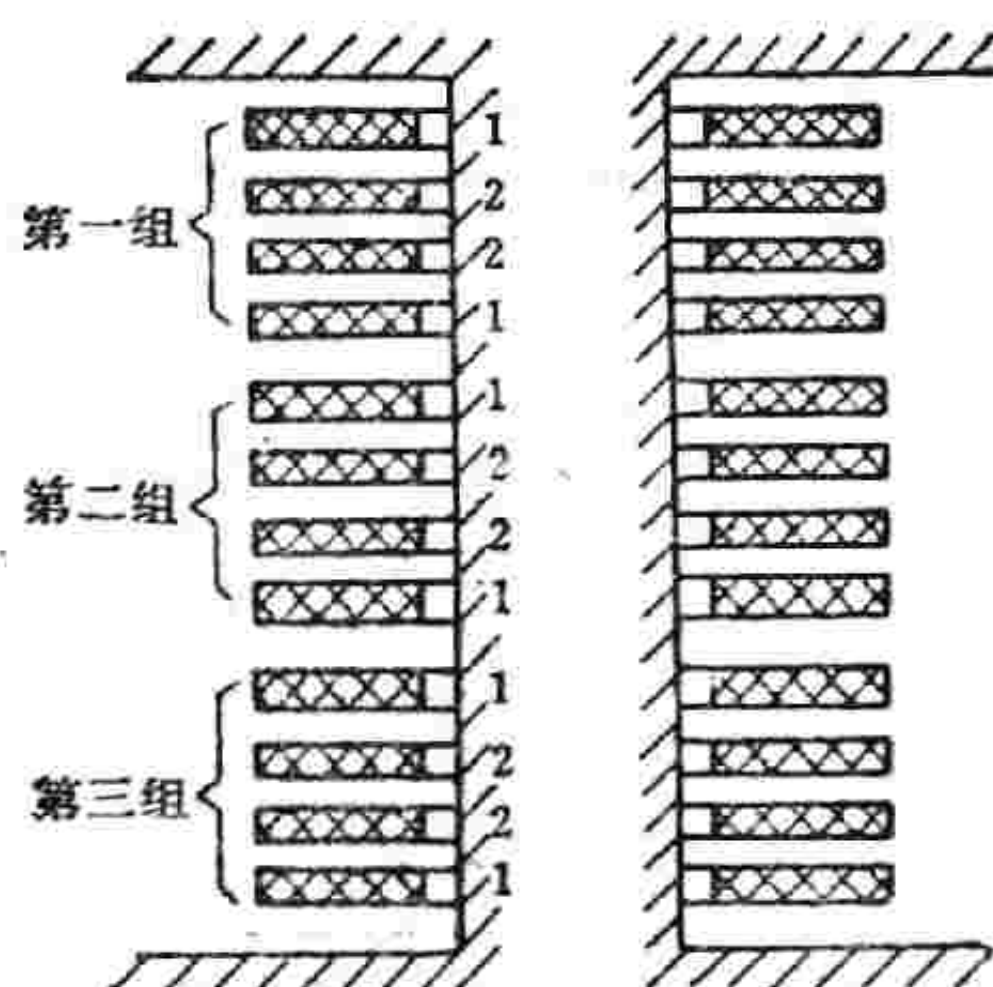


图 1-11 交叠式绕组
1—低压绕组 2—高压绕组

绕到一定位置时使里面的导线换到外面,外面的导线换到里面。图 1-14 所示为单层螺旋式绕组的换位,图中表示半换位两次,全换位一次。

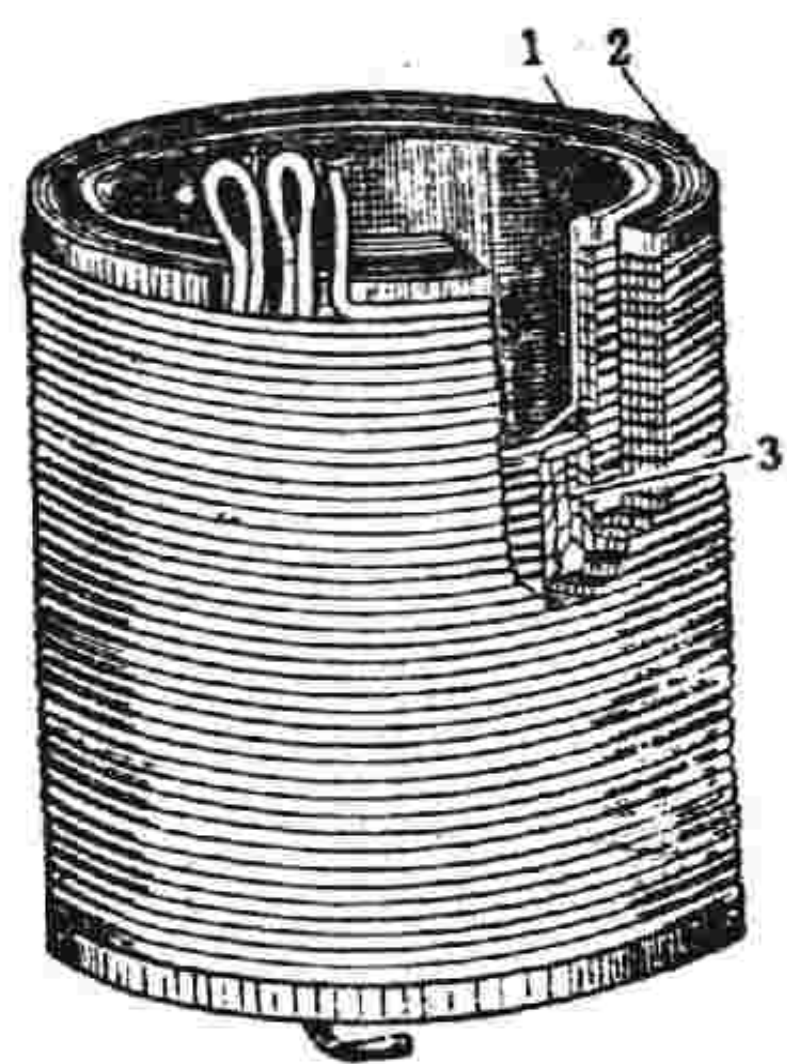


图 1-12 多层圆筒式绕组
1—油道 2—绕组 3—撑条

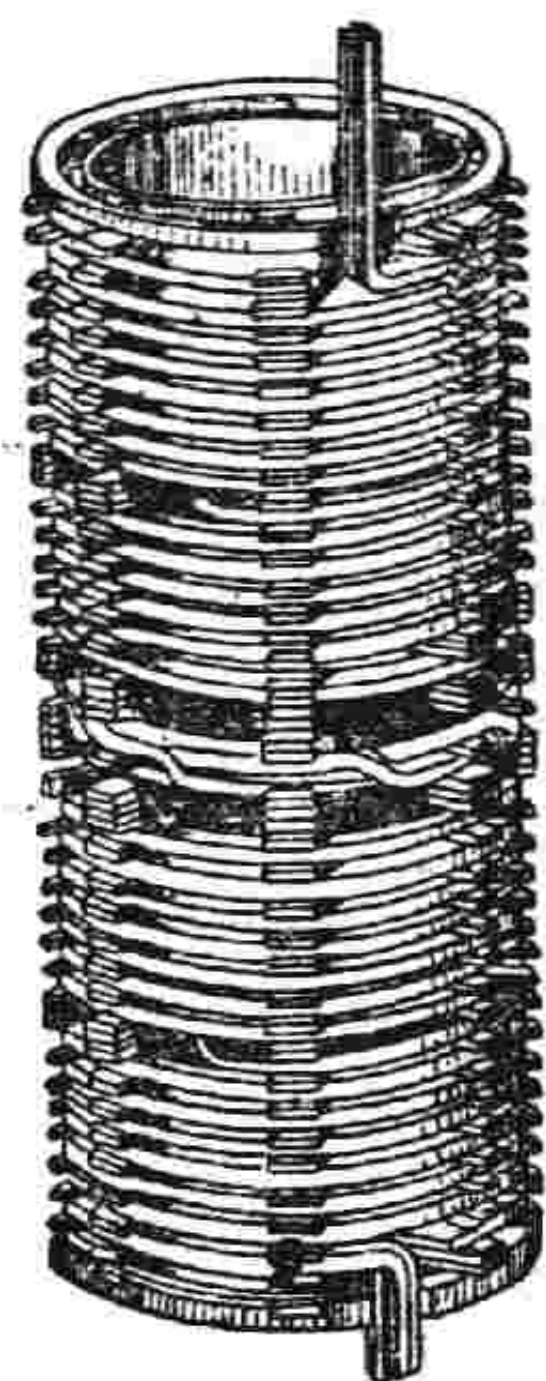


图 1-13 螺旋式绕组

连续绕组主要用于 630~10000kVA 变压器中的高压绕组或 10000kVA 以上的低压绕组。连续式绕组由单根或多根(一般不超过 3~4 根)并联扁线分成若干线饼连续绕成,故叫做连续式绕组,如图 1-15 所示。在绕制过程中,从一个线饼到另一个线饼的连接不用焊接,而用特殊的翻线方法连续绕成,其绕制过程如图 1-16 所示。图 1-16(b)中,线匝 6~10 为假绕,通过图(c)的翻线重绕而得连续的两个线饼,如图(d)。其它线饼也按此法连续绕制。为了加强冷却,饼与饼之间均留有油道。

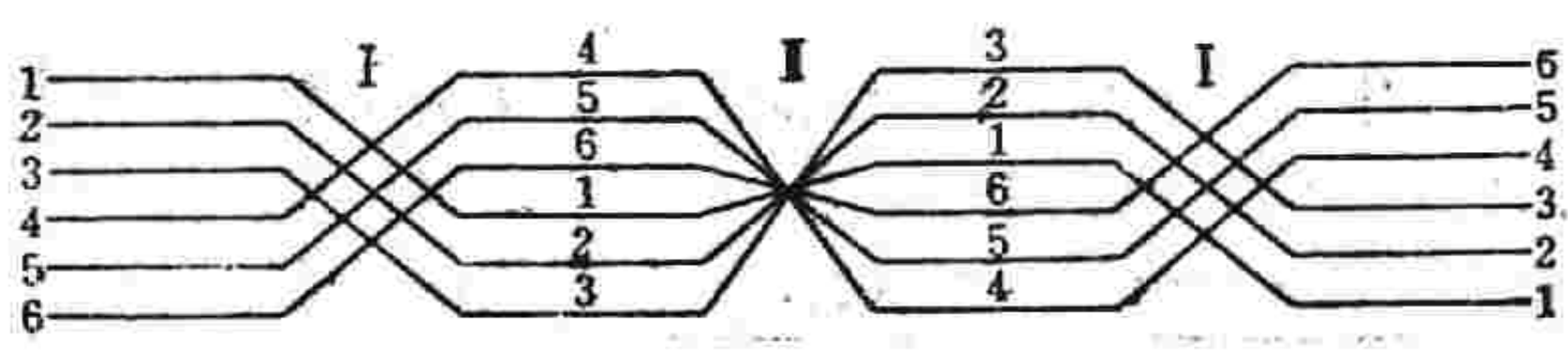
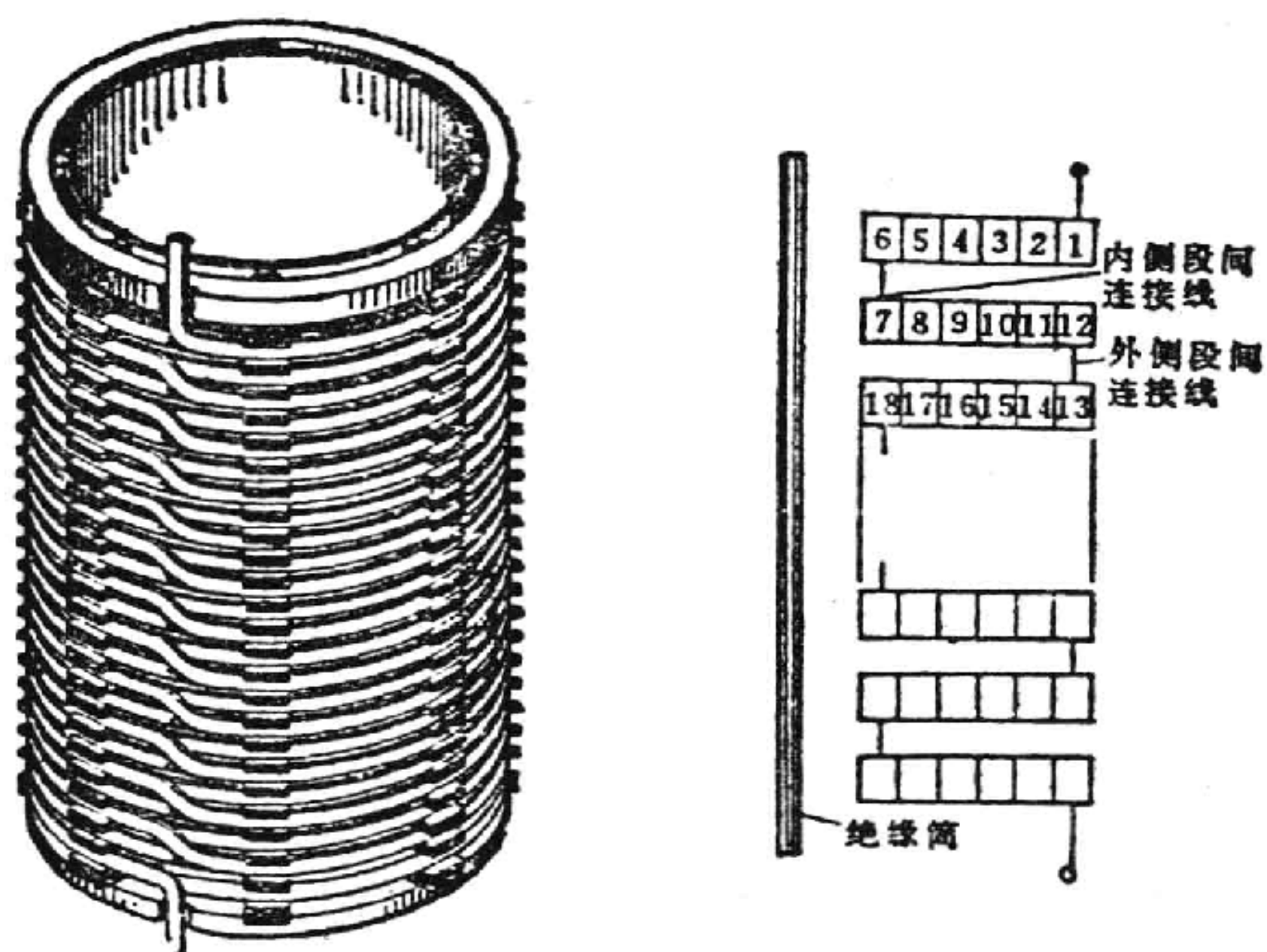


图 1-14 单螺旋绕组的换位
I — 分组(特殊)换位 II — 完全(标准)换位

近年来,国产大容量变压器的高压绕组均采用纠结连续式绕组,以改善在大气过电压的作用下绕组上的初始电位分布,防止绕组绝缘在过电压时被击穿。

变压器绕组的导线一般采用铜线。但过去国内生产的中、小型系列电力变压器亦有采用铝线绕组。



(a) 连续式线圈外形

(b) 线饼间的连接法

图 1-15 连续式线圈

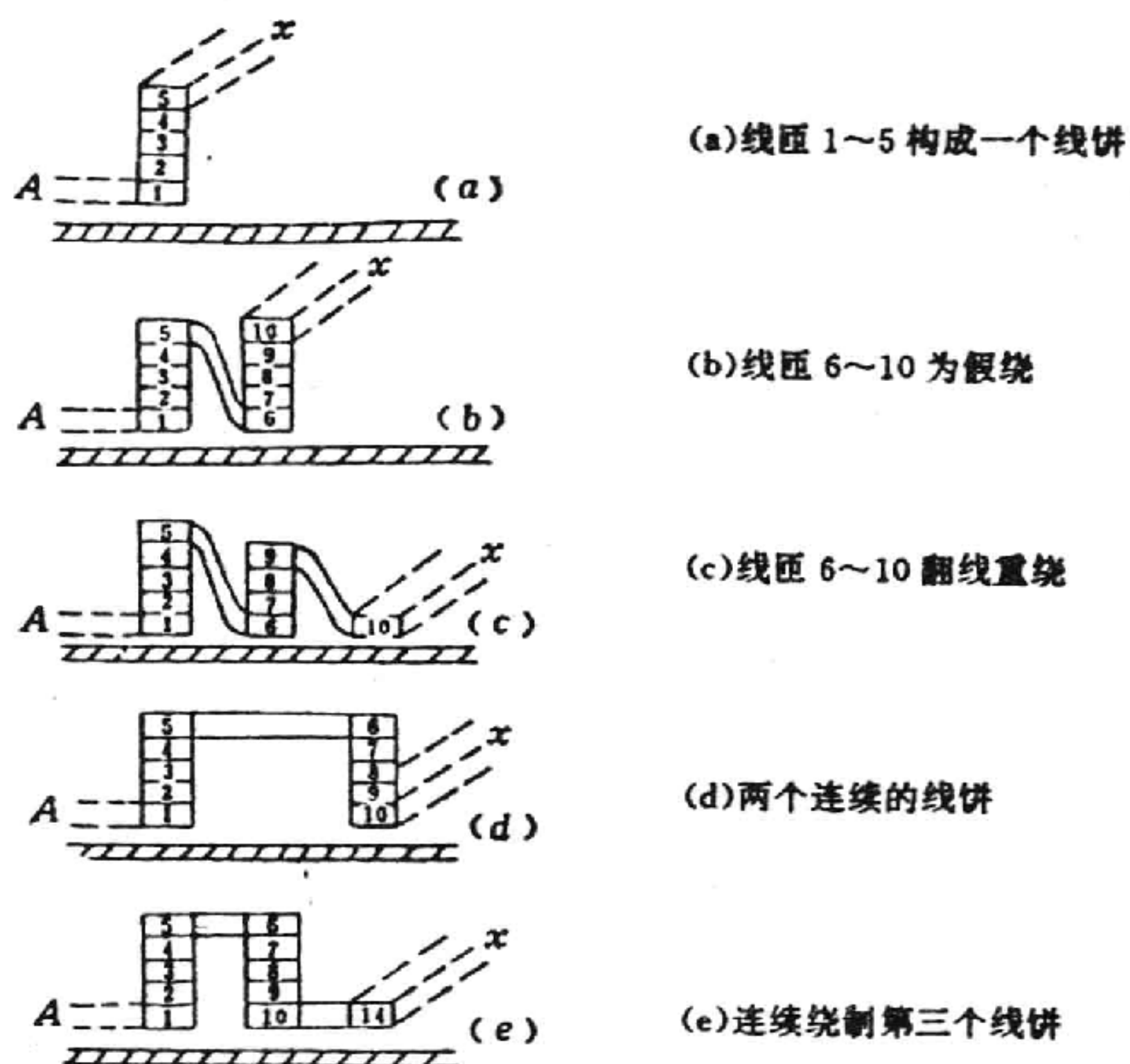


图 1-16 连续式绕组绕制过程

三、绝缘结构

变压器的绝缘可分为外部绝缘和内部绝缘。外部绝缘是指油箱盖外的绝缘,主要是使高、

低压绕组引出的瓷制绝缘套管和空气间绝缘。内部绝缘是指油箱盖内部的绝缘,主要是线圈绝缘、内部引线绝缘等。绕组和绕组之间、绕组与铁心及油箱之间的绝缘叫做主绝缘,绕组的匝间、层间及线段之间的绝缘叫做纵绝缘。

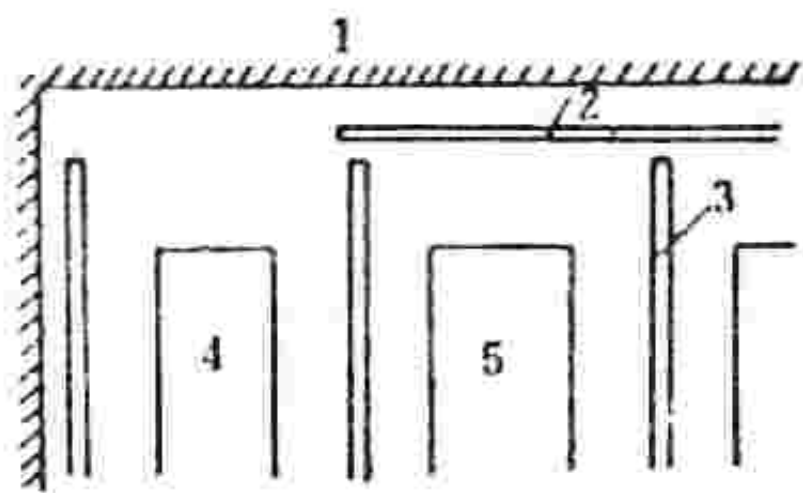


图 1-17 6~35 千伏级
主绝缘示意图
1—铁心 2—护板 3—隔板
4—低压线圈 5—高压线圈

主绝缘是采用油与绝缘板结构。图 1-17 为 6~35kV 级绝缘示意图。线圈的径向距离用绝缘圆筒分隔成若干油隙,例如 60~110kV 电压级用 2~3 个绝缘筒分隔。

匝间绝缘主要是导线绝缘,在小型变压器中用漆包绝缘,大型变压器中用电缆纸包绝缘。线圈的端部线匝要加强绝缘,以提高耐受冲击电压波的能力。层间绝缘采用电缆纸、电工纸板或油隙。线饼、线段绝缘一般均用油隙,即用绝缘垫块将线段与线段之间或饼与饼之间分隔开。

四、油箱和其它附件

铁心和绕组组成变压器的器身,器身放置在装有变压器油的油箱内,在油浸变压器中,变压器油既是绝缘介质,又是冷却介质。

变压器油要求介电强度高、发火点高、凝固点低、灰尘等杂质和水分少。变压器油中只要含有少量水分,就会使绝缘强度大为降低。此外,变压器油在较高温度下长期与空气接触时将被老化,使变压器油产生悬浮物,堵塞油道并使酸度增加,以致损坏绝缘,故受潮或老化的变压器油须经过滤等处理,使之符合标准。

为使变压器油能长久地保持良好状态,一般在变压器油箱上面装置圆筒形的储油柜,如图 1-18 所示。储油柜通过连通管与油箱相通,柜内油面高度随着变压器油的热胀冷缩而变动。储油柜使油与空气的接触面积减少,从而减少油的氧化与水分的侵入。储油柜上面还装有吸湿器,外面的空气必须经过吸湿器才能进入储油柜。储油柜底部还有放水塞,便于定期放出水分和沉淀杂物。

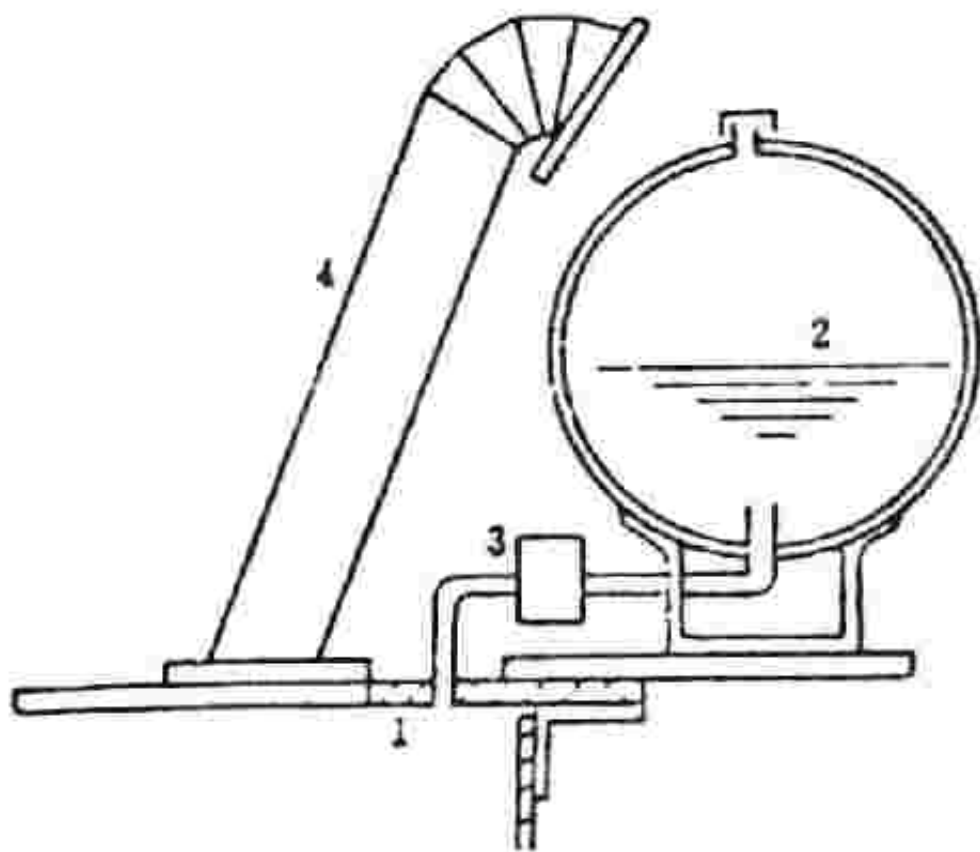


图 1-18 储油柜
1—主油箱 2—储油柜 3—气体继电器 4—安全气道

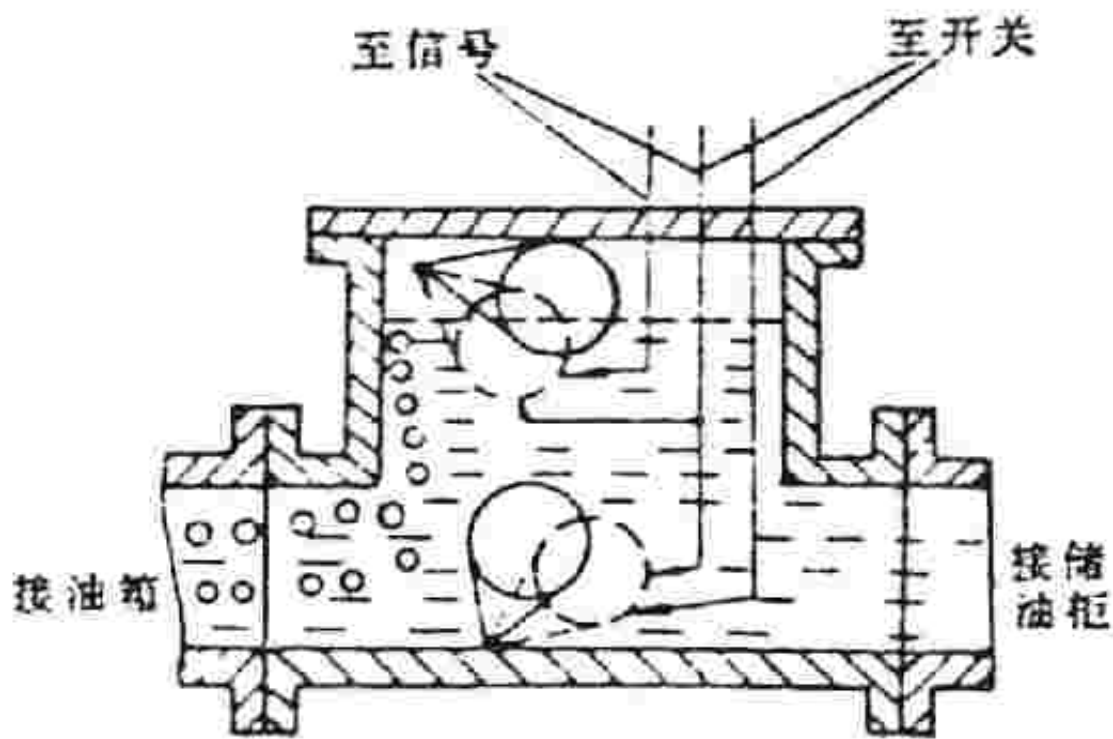


图 1-19 气体继电器

在油箱与储油柜的连通管中装有气体继电器(*gas relay*),如图 1-19 所示。当变压器发生故障时,内部绝缘物气化并产生气体,使气体继电器动作,发出讯号,以便运行人员进行处理,

或使断路器自动跳闸。

较大的变压器油箱盖上还装有安全气道(见图 1-18 中 4)。当变压器内部发生严重故障而气体继电器失灵时,油箱内部压力迅速升高,当压力超过某一限度时,气体即从安全气道喷出,以免造成重大事故。

油箱的结构与变压器的容量和发热情况密切相关。变压器容量越大,发热问题就越严重。在小容量变压器中采用平板式油箱。容量稍大一些的变压器,在油箱壁上焊有扁形散热器油管以增加散热面积,称为管式油箱。对容量为 3000~10000kVA 的变压器,所需油管数目很多,箱壁布置不下,因此把油管先做成散热器,再把散热器接到油箱上,这种油箱称为散热器式油箱。容量大于 10000kVA 的变压器,需要采用风吹冷却的散热器,为提高冷却效果,利用油泵把变压器热油排到油箱外专门的油冷却器,在冷却器内利用风吹或水冷后再把它送回油箱,称为强迫油循环冷却。

变压器的引出线从油箱内部引到箱外时,必须穿过瓷质的绝缘套管,使带电的导线与接地的油箱绝缘。绝缘套管的结构取决于电压等级。1kV 以下的采用实心瓷套管;10~35kV 采用空心充气式或充油式套管;110kV 及以上时采用电容式套管。为增加表面放电距离,高压绝缘套管外部做成多级伞形,电压越高,级数越多。图 1-20 所示为 35kV 级充油式绝缘套管。

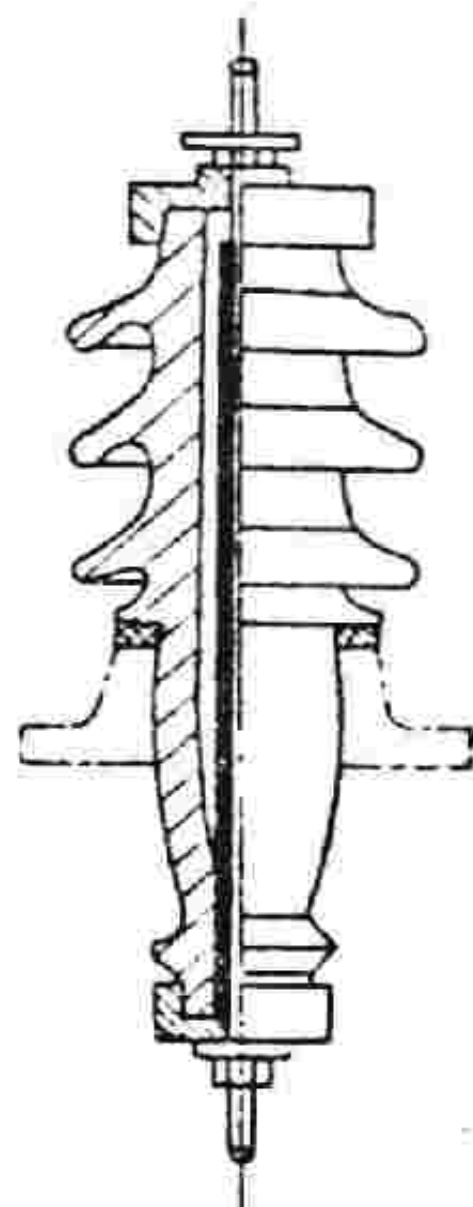


图 1-20 35kV 充油式套管

为了对电压进行适当调整,变压器还装有分接开关,用来改变绕组的匝数,以实现分级调压。若在变压器原、副边都不带电的情况下,切换分接开关,称为无励磁调压,所使用的分接开关称为无励磁分接开关。若在变压器带负载情况下切换分接开关,则称为有载调压,所使用的分接开关称为有载分接开关。

分接开关一般装在高压边。调压范围一般为 $U_N \pm 5\%$ 。容量较大时,可以是 $U_N \pm 2 \times 2.5\%$,其中 2 是分接级数。

§ 1-4 变压器的额定值

设计部门和制造厂对变压器或电机在有关产品标准规定工作条件下所规定的有关电气和机械的量值称为额定值(*rated value*),如额定电压、额定电流等。这些额定值都标在铭牌上,因此又称为铭牌值。

运行在额定值下的变压器或电机,称为额定运行。在额定值下运行可以保持在规定期限内可靠地运行,并有优良的特性。

变压器的额定值主要有:

一、额定容量(*rated power*) S_N

它是指在额定状态下变压器的视在功率。额定容量以伏安(VA)、千伏安(kVA)或兆伏安(MVA)为单位。对三相变压器,额定容量指三相的总容量。

二、额定电压(rated voltage) U_{1N}/U_{2N}

以伏(V)或千伏(kV)为单位。对三相变压器而言,额定电压指线电压。

三、额定电流(rated current) I_{1N}/I_{2N}

以安(A)为单位。对三相变压器而言,额定电流指线电流。

四、额定频率(rated frequency) f_N

以赫兹(Hz)为单位。我国额定工频为 50Hz。

此外,额定工作状态下变压器的效率、温升等数据,均属于额定值。

除额定值以外,铭牌上还标有变压器的相数、联结组标号和绕组联结图、阻抗电压等。

说明:

(1)双绕组变压器原、副边容量按相等进行设计。

单相变压器:

$$S_N = U_{1N}I_{1N} = U_{2N}I_{2N} \quad (1-1)$$

三相变压器:

$$S_N = \sqrt{3}U_{1N}I_{1N} = \sqrt{3}U_{2N}I_{2N} \quad (1-2)$$

因此,额定电流可以由额定容量和额定电压计算出来。

对单相变压器:

$$I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}}$$

$$I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}} \quad (1-3)$$

对三相变压器:

$$I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}}$$

$$I_{2N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{2N}} \quad (1-4)$$

(2) U_{1N} 指电源加到变压器原边的电压; U_{2N} 指原边加上额定电压时的副边开路电压。

电力变压器的额定电压 U_{1N} 、 U_{2N} 需按国家规定的电压等级进行设计。

(3)一般情况下,当 $U_1=U_{1N}$ 和 $I_2=I_{2N}$ 时, $U_2 \neq U_{2N}$,这是由于变压器有阻抗压降之故,因此,此时一般 $S_2 \neq S_{2N}$ 。

(4)下面在分析变压器和发电机中,所说的负载一般是指电流而不是指阻抗,负载的增减是指电流的增减。当副边电流为额定电流时,称为额定负载(rated load)。

例 1-1 有一台 D50/10 型单相变压器, $S_N=50\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10500/230\text{V}$,试求原、副边绕组的额定电流。

解:

原边额定电流

$$I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}} = \frac{50 \times 10^3}{10500} = 4.76 \text{ A}$$

副边额定电流

$$I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}} = \frac{50 \times 10^3}{230} = 217.4 \text{ A}$$

例 1-2 有一台 S-5000/10 型三相变压器, $S_N=5000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10.5/6.3\text{kV}$,Y,d 接法,试求原、副边绕组的额定电流。

解:原边额定电流

$$I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_{1N}} = \frac{5000 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 10.5 \times 10^3} = 274.9 \text{ A}$$

副边额定电流

$$I_{2N} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_{2N}} = \frac{5000 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 6.3 \times 10^3} = 458.2 \text{ A}$$

小 结

变压器是一种交流电能的变换装置,利用原、副线圈匝数不同,把一种数值的交流电压、电流变换成另一种数值的交流电压和电流,以满足电能的传输、分配和使用。变压器的原理是基于电磁感应定律,因此磁场是变压器的工作媒介。为了提高磁路的导磁性能,采用了闭合铁心,为了增加原、副线圈之间的电磁耦合,将原、副线圈套在同一个铁心柱上。

铁心、绕组、油箱及绝缘套管等是变压器的主要部件,了解这些部件的作用和构成,将为今后进一步学习变压器理论打下基础。

此外,还应注意变压器的额定容量、额定电压和额定电流的定义以及它们之间的关系。

第二章 变压器的运行分析

- 本章重点内容
1. 通过对变压器空载时磁通和电动势的分析,掌握变压器的电动势、电压和磁通之间的关系。
 2. 通过对空载电流的分析,掌握激磁阻抗的意义。
 3. 通过对变压器负载运行的分析,掌握变压器的基本方程式、等效电路和相量图。
 4. 通过实验掌握变压器参数的测定方法。
 5. 掌握变压器的电压调整率和效率的计算。

§ 2-1 变压器各电磁量的规定正方向

变压器在运行中电压、电动势、电流和磁通等物理量都是交变的,为了正确地表示出它们之间的相位关系,必须规定它们的正方向,否则无法列出方程式,无法研究各电磁量之间的关系。

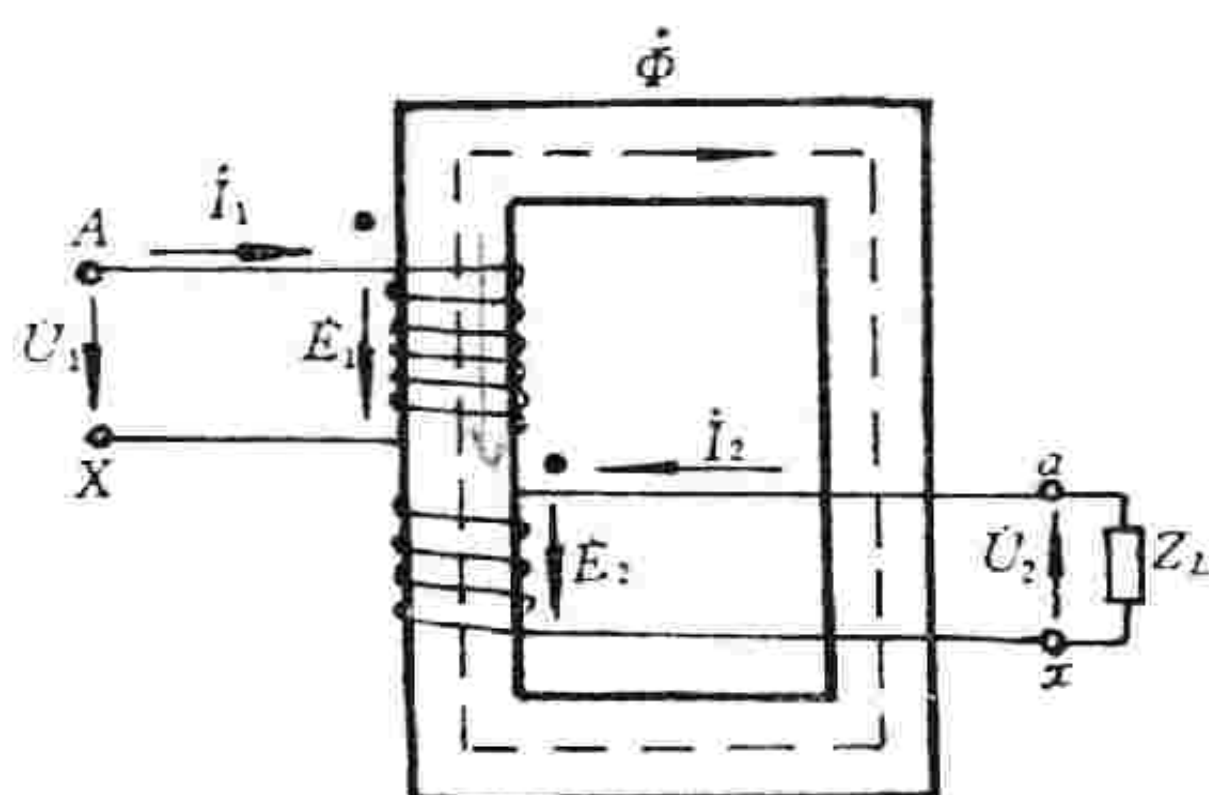


图 2-1 变压器各物理量规定正方向

所谓规定正方向,就是用一箭头表示该电磁量为正时之方向,这些箭头并不表示某一瞬间各物理量的实际方向,它们只起指路牌的作用。若某一物理量与规定正方向一致,则为正,反之,则为负。换言之,若所求出之值为正,则说明所求瞬间的实际方向与规定正方向一致;反之,若求出之值为负,则所求瞬间的实际方向与规定正方向相反。

正方向可以任意规定,但由于电磁规律是一定的,因此不同的规定正方向,列出的方程式其正负号不相同,所以每当我们列方程式,画相量图之前必须首先规定正方向。然而,选取正方向有一定的习惯,称为惯例,我国常用的变压器的惯例如图 2-1 所示。

U_1 ——从 A 到 X 的电压降方向。当 U_1 为正时, A 点电位高于 X 点。

I_1 ——由 A 流入原绕组的方向。当 U_1 、 I_1 同时为正或同时为负时,电功率总是从供电电源输入变压器中,即变压器原边为吸收电能的电路,因此,这种规定我们称为“电动机惯例”。

Φ ——原边正向电流按右手螺旋产生正向磁通的方向。(要注意线圈的绕向)。

E_1 ——习惯上取与电流 I_1 正方向一致,即从 A 到 X 的电位升方向。按这样规定,电动势与磁通的正方向符合“右手螺旋”关系。

根据楞次定律,当磁通 Φ 正向增加时,变化率 $\frac{d\Phi}{dt}$ 为正,而感应电动势产生的电流要阻止磁通增加。

Φ 通 Φ 的增加,即感应电动势实际方向与规定正方向相反,当磁通 Φ 正向减少时, $\frac{d\Phi}{dt}$ 为负,而感应电动势产生的电流要阻止磁通的减少,即感应电动势实际方向与规定正方向一致。因此,这种规定电动势与磁通符合右手螺旋的正方向,为了反映楞次定律,感应电动势公式前必须有一个负号。即

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2-1)$$

E_2 ——与 E_1 规定正方向一致,即都是离开同名端,从 a 到 x 的电位升方向。由于 E_2 与 Φ 正方向也符合右手螺旋定则,所以

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{由 } a \text{ 流入副} \quad (2-2)$$

I_2 ——与 E_2 规定正方向一致,即由 a 流入副绕组的方向。 I_2 与 Φ 也符合右手螺旋定则。

U_2 ——从 x 到 a 的电压降方向。当 U_2, I_2 同时为正或同时为负时,电功率自变压器副边输出,即副边电路为产生电能的电路,相当于发电机性质,因此,这种规定称为“发电机惯例”。

从 x 到 a

§ 2-2 变压器的空载运行

对变压器运行的分析将针对单相变压器进行,在对称负载情况下,分析的结论也完全适用于三相变压器。因为在对称情况下,三相中的每相电压、电流大小都相等,只是各相间在相位上互差 120° ,分析一相就可得到三相的情况。至于三相变压器的特殊问题,将在下一章进行研究。

空载(no-load)是变压器的一种运行状态,它是负载运行的一个特殊情况,即副边电流为零的情况。通过空载运行(no-load operation)分析,可以由简入繁地理解变压器的整个电磁关系。

一、磁场分析

图 2-2 是单相变压器空载运行时的示意图。当副绕组开路而把原绕组的 AX 端接到电压为 u_1 的交流电网上时,原绕组中便有电流 i_0 流过,这个电流称为变压器的空载电流(no-load current)。空载电流产生空载磁动势 $f_0 = w_1 i_0$,建立起空载时的磁场。这个磁场的分布情况实际上是很复杂的,为了便于研究问题,我们把它分成等效的两部分磁通,如图 2-2 所示。其中一部分磁通 Φ 沿铁心闭合,同

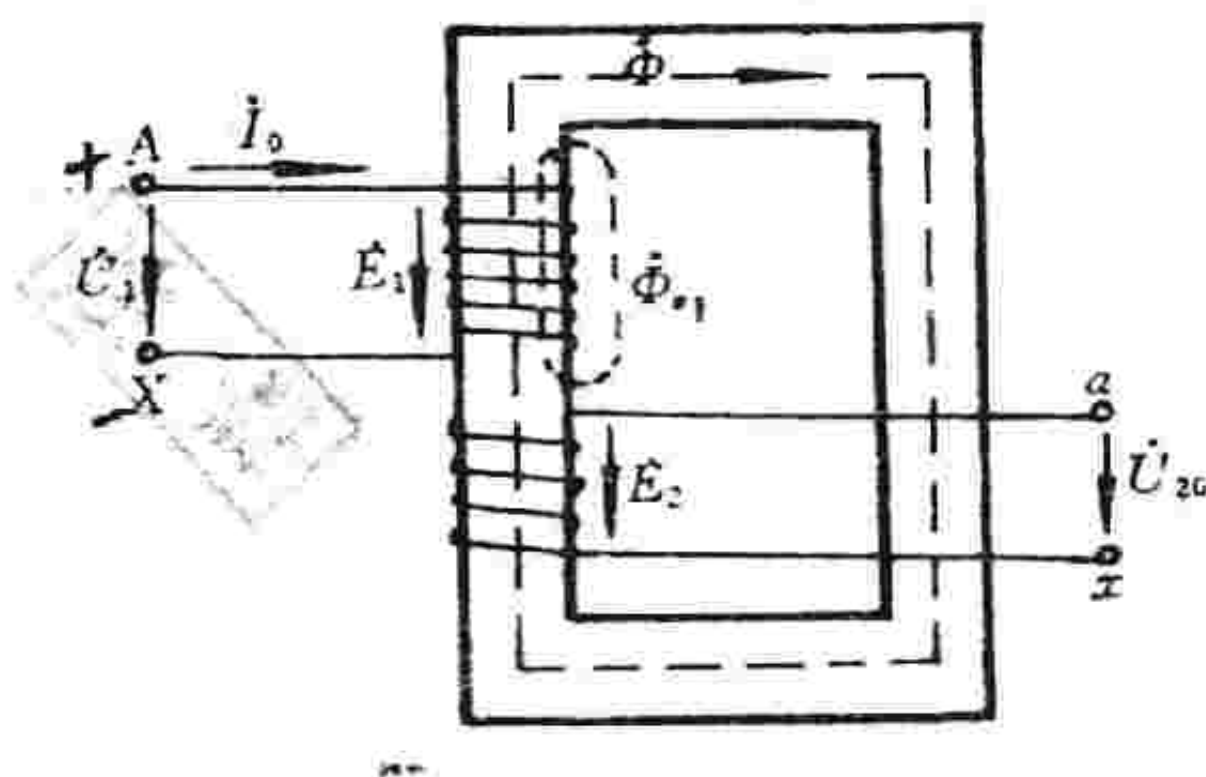


图 2-2 变压器的空载情况

时与原、副绕组交链,是变压器进行能量传递的媒介,称为主磁通(main flux)或互感磁通(mutual flux);另一部分磁通 $\Phi_{\sigma 1}$ 主要沿非铁磁材料闭合(沿变压器油或空气闭合),仅与原绕组交链,称为原绕组漏磁通(leakage flux)。由于铁心是用高导磁材料硅钢片制成的,导磁率远比空气的大,所以空载运行时,主磁通占总磁通的绝大部分,而漏磁通只占很小的一部分,约 $0.1 \sim 0.2\%$ 。

从上述物理情况可见,主磁通和漏磁通的性质不同,主要表现在:

(1) 由于铁磁材料存在饱和现象, 主磁通与建立它的电流 i_0 之间成非线性关系, 但漏磁通由于主要沿非铁磁材料闭合, 它与电流 i_0 保持线性关系。

(2) 在电磁关系上, 主磁通在原、副绕组内感应电动势, 副方如果接上负载, 则在电动势作用下向负载输出电功率, 所以主磁通起传递能量的媒介作用, 而漏磁通仅在原边感应电动势, 只起电压降的作用, 不能传递能量。

二、电动势分析

根据电磁感应定律, 当磁通 Φ 和 $\Phi_{\sigma 1}$ 交变时, 就分别在它们所交链的绕组内感应电动势。其对应关系如下:

$$u_1 \rightarrow i_0 \rightarrow f_0 = w_1 i_0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Phi \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{——与 } u_{20} \text{ 平衡} \\ e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} \end{array} \right. \\ \Phi_{\sigma 1} \rightarrow e_{\sigma 1} = -w_1 \frac{d\Phi_{\sigma 1}}{dt} \end{array} \right\} \text{与 } u_1 - i_0 r_1 \text{ 平衡}$$

1. 主磁通感应的电动势

由于 $\Phi_{\sigma 1}$ 经过非铁磁材料闭合, 遇到的磁阻是很大的, 因此 $\Phi_{\sigma 1}$ 与主磁通相比非常小, 又由于变压器线圈的电阻很小, i_0 在电阻上产生的压降和漏磁通感应的电动势都很小, 因而电压 u_1 基本上与电动势 e_1 平衡。故 u_1 为正弦变化时 e_1 也为正弦变化, 根据 $e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}$ 可知, Φ 也应为正弦变化。因此令

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad (2-3)$$

式中 Φ_m —— 主磁通的最大值;

$\omega = 2\pi f$ 是电源的角频率。

把式(2-3)代入(2-1), 得原绕组感应电动势

$$\begin{aligned} e_1 &= -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -w_1 \Phi_m \omega \cos \omega t \\ &= \omega w_1 \Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ &= E_{1m} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned}$$

用相量表示其电动势有效值为

$$\dot{E}_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = -j \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = -j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m = -j 4.44 f w_1 \Phi_m \quad (2-4)$$

同理, 把式(2-3)代入式(2-2), 得副绕组感应电动势

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

用相量表示, 其有效值为

$$\dot{E}_2 = -j \frac{\omega w_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = -j 4.44 f w_2 \Phi_m \quad (2-5)$$

当 Φ_m 的单位为韦伯(Wb)时,电动势的单位为伏(V);若 Φ_m 用麦克斯韦尔(Mx)作单位,则公式应乘以 10^{-8} ,电动势单位才为伏。

(2-4)、(2-5)两式表明,原、副绕组内感应电动势的有效值与主磁通的幅值、绕组匝数、磁通交变的频率成正比。当变压器接到额定频率的电网上运行时,由于 f 和 $w_1(w_2)$ 均为常值,故电动势 $E_1(E_2)$ 的大小仅由磁通 Φ_m 所决定。

在变压器中,原边电动势 E_1 和副边电动势 E_2 之比称为变压器的变比(transformation ratio),用 k 表示,即

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4.44fw_1\Phi_m}{4.44fw_2\Phi_m} = \frac{w_1}{w_2} \quad (2-6)$$

上式表明,变压器的变比等于原、副绕组的匝数比(turns ratio)。当变压器空载运行时,由于原边 $U_1 \approx E_1$,副边空载时的电压 $U_{20} = E_2$,故可近似地用原、副边电压之比作为变压器的变比,即

$$k = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} \quad (2-7)$$

对于三相变压器来说,变比是指相电动势的比值。

2. 漏磁通感应的电动势(简称漏磁电动势)(leakage e. m. f)

假设漏磁通 Φ_{s1} 也是按正弦变化。令 $\Phi_{s1} = \Phi_{s1m} \sin \omega t$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad e_{s1} &= -w_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt} = \omega w_1 \Phi_{s1m} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ &= E_{s1m} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned}$$

用相量表示,其有效值为

$$\dot{E}_{s1} = \frac{\dot{E}_{s1m}}{\sqrt{2}} = -j \frac{\omega w_1}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_{s1m} = -j4.44fw_1 \dot{\Phi}_{s1m}$$

一般漏磁电动势用一电抗压降的形式来表示。

$$\dot{E}_{s1} = -j \frac{\omega w_1 \dot{\Phi}_{s1m}}{\sqrt{2}} \times \frac{\dot{I}_0}{\dot{I}_0} = -j\omega L_{s1} \dot{I}_0 = -jx_1 \dot{I}_0 \quad (2-8)$$

式中 $L_{s1} = \frac{w_1 \Phi_{s1m}}{\sqrt{2} I_0}$ 称为原绕组的漏电感。(leakage inductance)

$x_1 = \omega L_{s1}$ 称为原绕组的漏电抗(leakage reactance)(简称漏抗)。

$$\underline{x_1} = \omega \frac{w_1 \Phi_{s1m}}{\sqrt{2} I_0} = \omega \frac{w_1 (\sqrt{2} I_0 w_1 \Lambda_{s1})}{\sqrt{2} I_0} = \omega w_1^2 \Lambda_{s1} \quad (2-9)$$

式中 Λ_{s1} ——漏磁路磁导。由于漏磁通是通过非铁磁物质闭合,磁路不会饱和, Λ_{s1} 是常数,所以漏抗 x_1 为一常数,不随电流大小而变化。漏磁通的大小总与产生它的磁动势,即原绕组的安匝 $I_0 w_1$ 成正比,没有饱和现象。

3. 电动势平衡方程式

根据规定正方向和基尔霍夫电路定律,可列出原、副边电动势平衡方程式。

$$\begin{aligned} \text{原边} \quad \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 - \dot{E}_{s1} + \dot{I}_0 r_1 \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 (r_1 + jx_1) \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \end{aligned} \quad (2-10)$$

式中 $Z_1 = r_1 + jx_1$ 称为原绕组的漏阻抗 (leakage impedance)。

额定电压下空载运行时, 空载电流 I_0 不超过额定电流的十分之一, 它产生的电压降对 E_1 来说是很小的, 所以在空载时可以认为:

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$$

或只考虑它们的大小, 可写成

$$U_1 \approx E_1 = 4.44f\omega_1\Phi_m$$

可见当频率 f 和原绕组匝数一定时, 主磁通 Φ_m 的大小差不多决定于所加端电压的大小, 而与磁路的性质、尺寸无关。

副边由于是空载, 所以 $\dot{U}_{20} = \dot{E}_2$

三、空载电流分析

变压器空载运行时, 原绕组的空载电流主要是用来产生主磁通, 所以空载电流又称为激磁电流。下面对空载电流的大小、相位和波形进行分析。

1. 空载电流的大小和相位

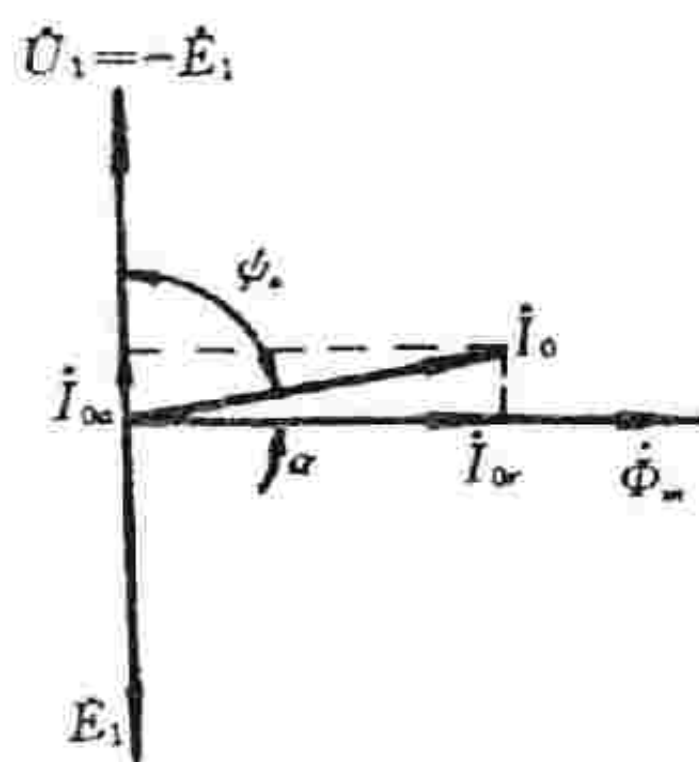


图 2-3 空载电流相量

变压器的空载电流可视为由两部分组成。

磁化分量 i_m ——产生主磁通, 是空载电流的无功分量。它与主磁通同相位。

铁耗分量 i_w ——它和电动势产生的有功功率供给铁耗, 是空载电流的有功分量, 它与电压降 $(-\dot{E}_1)$ 同相位。

所以

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_m + \dot{I}_w$$

$$I_m = I_0 \sin \phi_0$$

$$I_w = I_0 \cos \phi_0$$

$$I_0 = \sqrt{I_m^2 + I_w^2}$$

式中 ϕ_0 为 $\dot{I}_0$ 滞后于 $(-\dot{E}_1)$ 的角度。

I_0 的大小除决定于外加电压、原绕组匝数外还取决于铁心材料性质 (包括磁导率和损耗) 尺寸及饱和程度。 I_0 的大小可通过一等效电路来说明。

图 2-4(a) 表示一变压器空载情况 (只画出原绕组)。我们把原绕组的电阻用一集中参数 r_1 表示, 漏磁通感应的电动势在电路中用一漏电抗 x_1 表示, 主磁通交变在铁心中产生的铁耗要由电源的电功率供给, 为了把铁心损耗反映到电路中去, 我们用一模拟电导 (或等效电导) g_m 并接在原绕组上。该电导 g_m 是这样确定的, 即有功电流 I_w 在该电导 g_m 上产生的电损耗刚好等于铁心损耗。经过这一变换, 空载变压器就变成了图 2-4(b) 的形式。此时的原绕组成了一纯电感线圈, 它的电纳用 b_m 表示。这样就可以把变压器的空载情况用一条纯电路来表示, 其中 $I_w^2 \frac{1}{g_m}$ 代表了铁耗, $I_0^2 r_1$ 代表了原绕组的铜耗。为了便于计算, 常把图 2-4(c) 中的 g_m 和 b_m 并联电路, 转换成串联电路, 如图 2-4(c) 所示, 根据复阻抗和复导纳的等值互换可得:

$$r_m = \frac{g_m}{g_m^2 + b_m^2}$$

$$x_m = \frac{b_m}{g_m^2 + b_m^2}$$

式中 r_m ——称为铁耗等效电阻或激磁电阻(*excitation resistance*)。它是表征铁心损耗的一个等效参数,空载电流 I_0 在 r_m 上产生的损耗等于铁耗,即 $p_{fe} = I_0^2 r_m$ 。

x_m ——称为激磁电抗(*excitation reactance*)。它是对应于主磁通的电抗。 x_m 与主磁路的磁导成正比,因而它是表征铁心磁化性能的一个参数。由于主磁路存在饱和现象, x_m 不是常数。

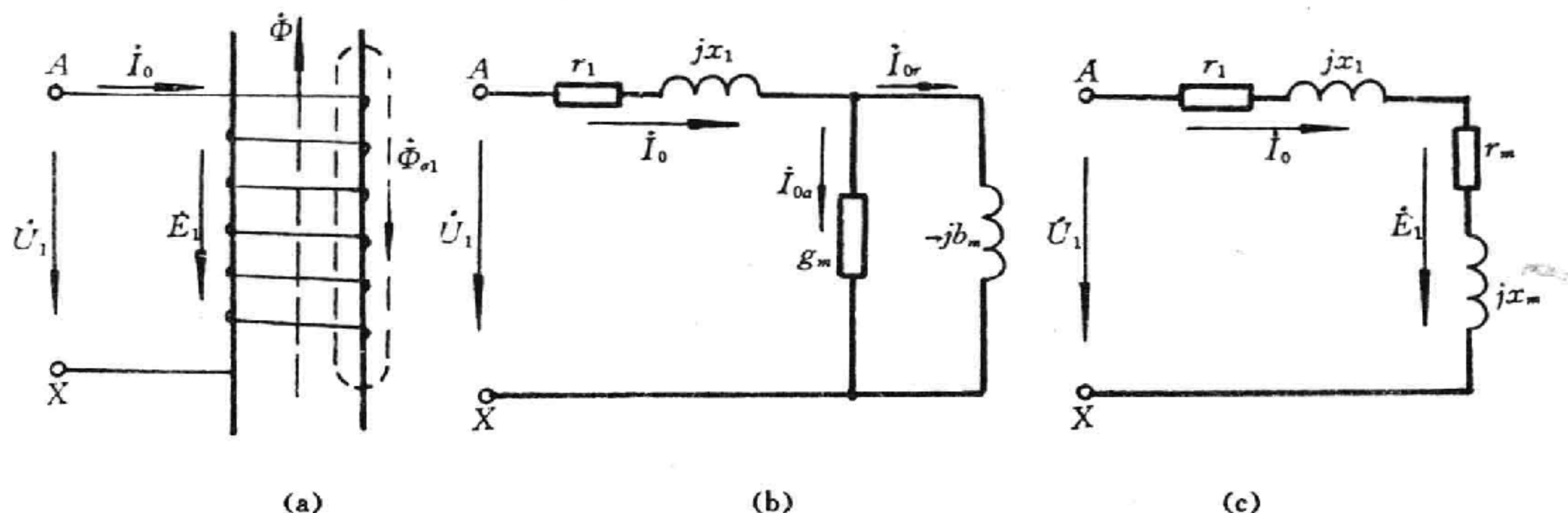


图 2-4 空载时等效电路

由等效电路可知

$$\underline{\dot{E}}_1 = -\dot{I}_0(r_m + jx_m) = -\dot{I}_0 Z_m$$

或

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} \quad (2-11)$$

式中 $Z_m = r_m + jx_m$ 称为激磁阻抗(*excitation impedance*)。

由上述分析可知:

(1) I_0 的大小

$$I_0 = \frac{E_1}{\sqrt{r_m^2 + x_m^2}} \approx \frac{U_1}{\sqrt{r_m^2 + x_m^2}}$$

所以 I_0 的大小决定于外加电压和激磁阻抗的大小。在电压 U_1 一定的条件下, I_0 的大小决定于参数 r_m 和 x_m 。由于铁心存在饱和现象, r_m 和 x_m 不是常数,随电压的变化而变化。 I_0 比 Φ_m 增加得快,而 Φ_m 与外施电压 U_1 成正比,故 I_0 比 U_1 增加得快,因此 x_m 和 r_m 都是随着外施电压的增加而减小。但在实际变压器中,由于外施电压 U_1 在额定值左右变化不大,故定量计算时,可认为 Z_m 基本不变。由于主磁通远远多于漏磁通,所以 $x_m \gg x_1$, 或 $Z_m \gg Z_1$ 。

当忽略铁耗时,空载电流的大小为

$$I_0 = \frac{E_1}{x_m}$$

一般变压器的空载电流很小,只有额定电流的 2~10% 左右,巨型变压器的空载电流只有 1% 以下。

(2) I_0 的相位

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}}{r_m + jx_m} = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} = \frac{-\dot{E}_1}{x_m} \angle -\psi_0$$

即 I_0 落后于 $(-\dot{E}_1)$ 以 ψ_0 角,如图 2-3 所示。

不考虑铁耗时

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{jx_m} = -j \frac{(-\dot{E}_1)}{x_m}$$

即 $\dot{I}_0$ 落后于 $(-\dot{E}_1)$ 以 90° 。

2. 空载电流的波形

在变压器中,由于导磁材料(硅钢片)磁化曲线的非线性关系,在一定电压下,激磁电流的波形也取决于铁心的饱和程度,即取决于铁心磁密 B_m 的大小。对热轧硅钢片来说,当 $B_m < 0.8 \text{Wb/m}^2$ 时,可认为磁路不饱和,若不考虑铁耗的影响,则空载电流全部为磁化电流,此时 i_0 和 Φ 成线性关系。当磁通按正弦规律变化时, i_0 也按正弦规律变化,它可用图解法确定,如图 2-5 所示。

当 $B_m > 0.8 \text{Wb/m}^2$ 时,磁路开始饱和, i_0 和 Φ 成非线性关系。 i_0 的增加比 Φ 增加得快。当外施电压 u_1 为正弦波时,和它相平衡的电动势 e_1 以及感应该电动势的主磁通 Φ 也应是正弦波;这时,由于铁心的饱和关系,使激磁电流的波形畸变成尖顶波,如图 2-6 所示。饱和程度愈高,激磁电流的波形畸变得愈厉害。

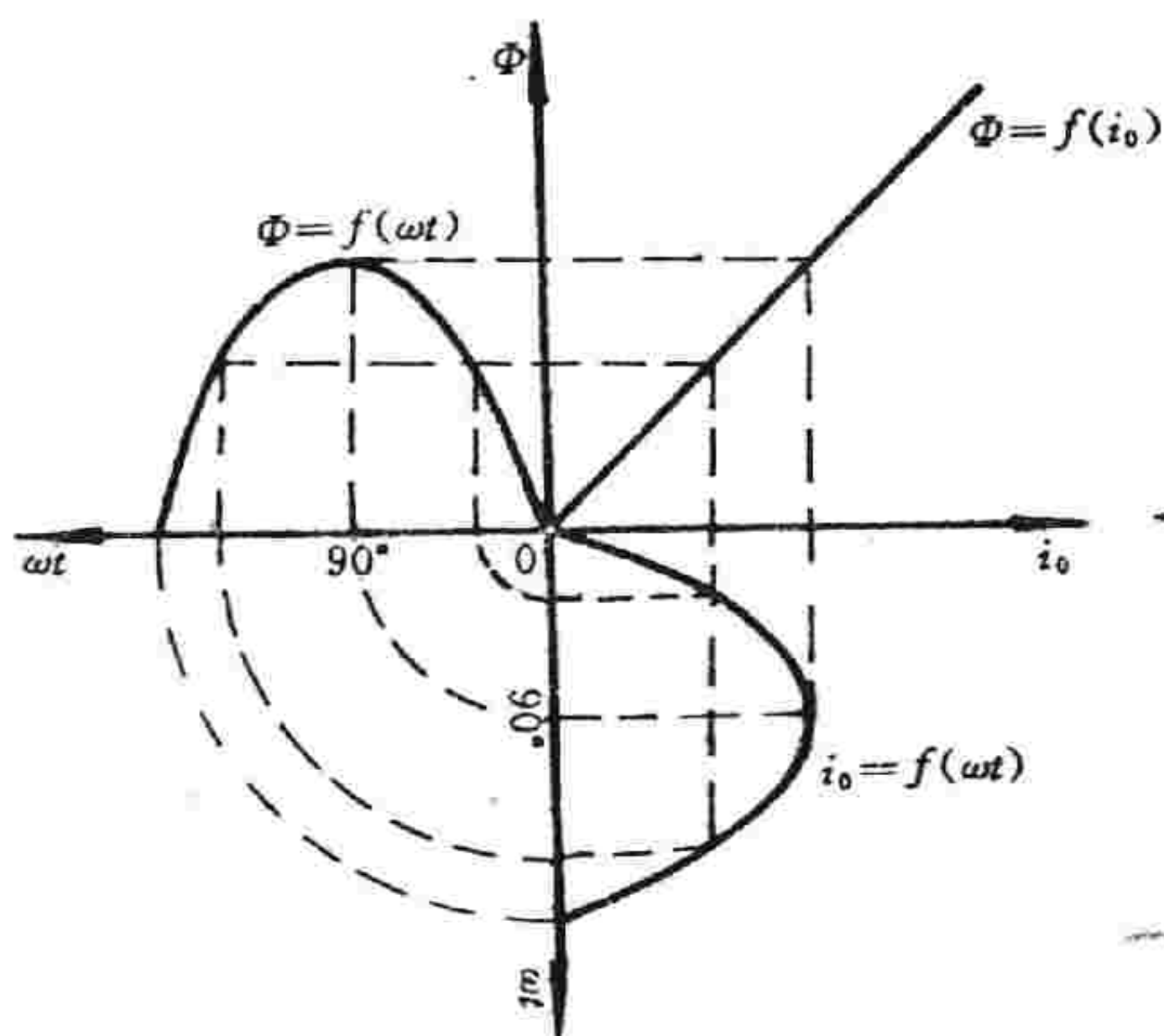


图 2-5 不考虑铁耗和饱和时空载电流波形

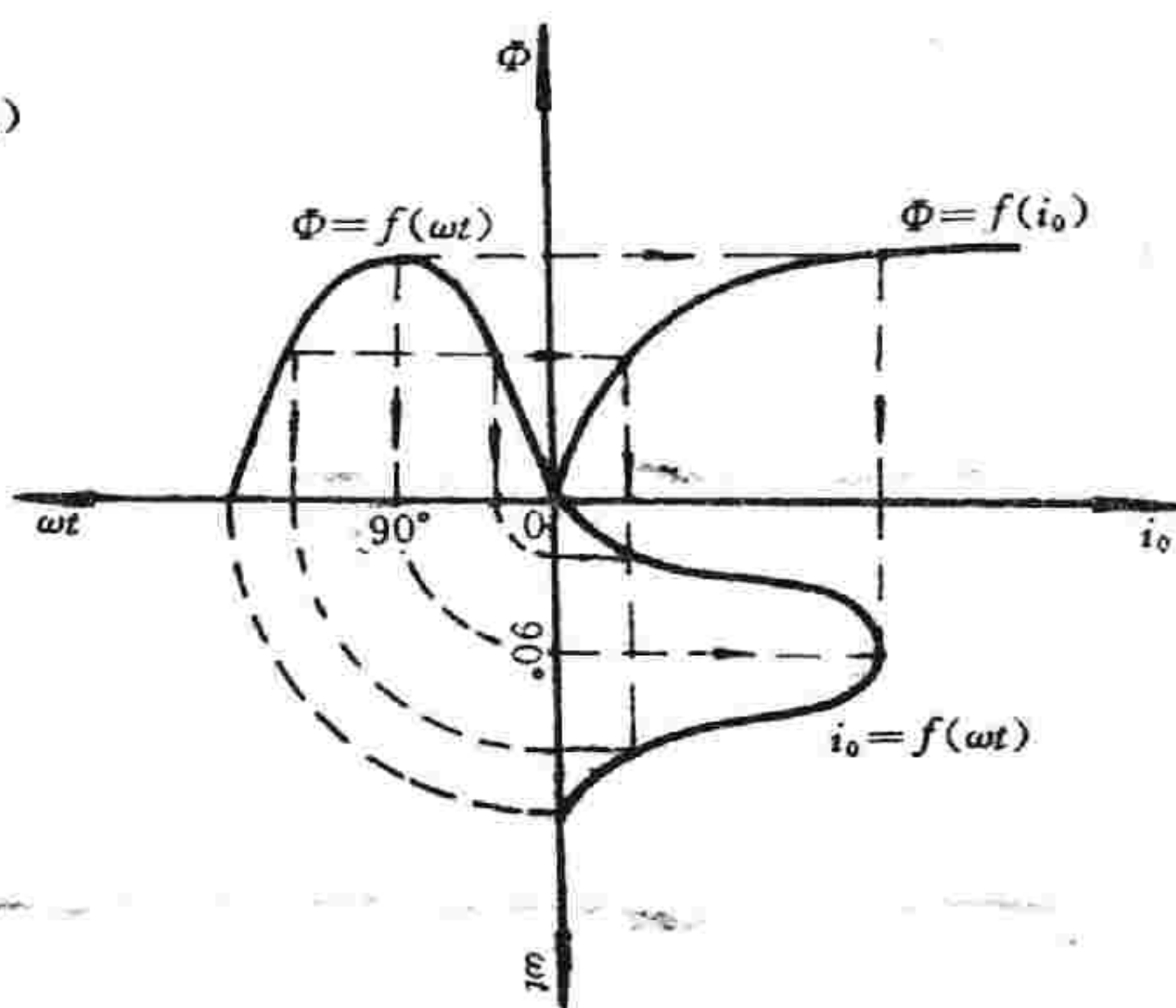


图 2-6 考虑饱和而不考虑铁耗时空载电流波形

尖顶波的激磁电流可分解为基波及 3, 5, 7 等一系列奇次谐波,除基波外,主要是三次谐波,如图 2-7 所示。

实际上,变压器铁心中存在铁耗,即磁滞损耗和涡流损耗,而且前者占铁耗的大部分。考虑磁滞涡流影响的磁化曲线称为“动态磁滞回线”。(若只考虑磁滞作用,称为“静态磁滞回线”)。利用动态磁滞回线,用图解法同样可求出激磁电流 i_0 的波形。为了简单起见,可分别作出磁化电流和铁耗电流的波形,然后进行合成找出激磁电流 i_0 的波形。

在图 2-8 中首先作出磁通波形 1(令 $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$),再作磁化电流 i_m 波形 2,磁化电流 i_m 与磁通 Φ 同相位,考虑饱和的影响, i_m 为尖顶波;根据电动势 e_1 落后于 Φ 以 90° 可作出 e_1 的波形 3,它必按正弦变化。铁耗电流 i_w 与电动势 e_1 反相位,其波形为正弦波。然后把磁化电流和铁耗

电流进行迭加,即可作出空载电流波形 5,如图 2-8 所示。从图可见,空载电流波形为尖顶波,而且不和主磁通同相位,而是超前于它一个 α 角, α 称为铁耗角。

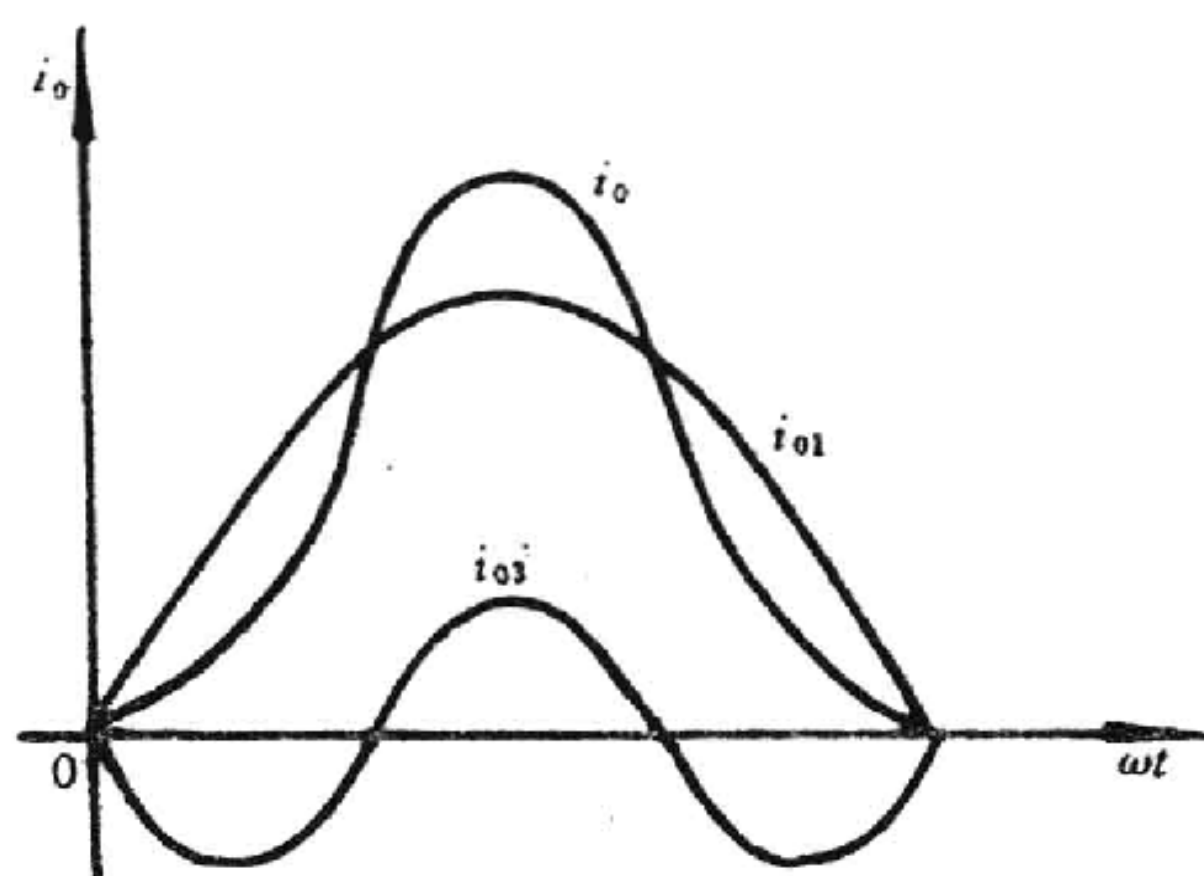


图 2-7 把尖顶波分解为基波和三次谐波

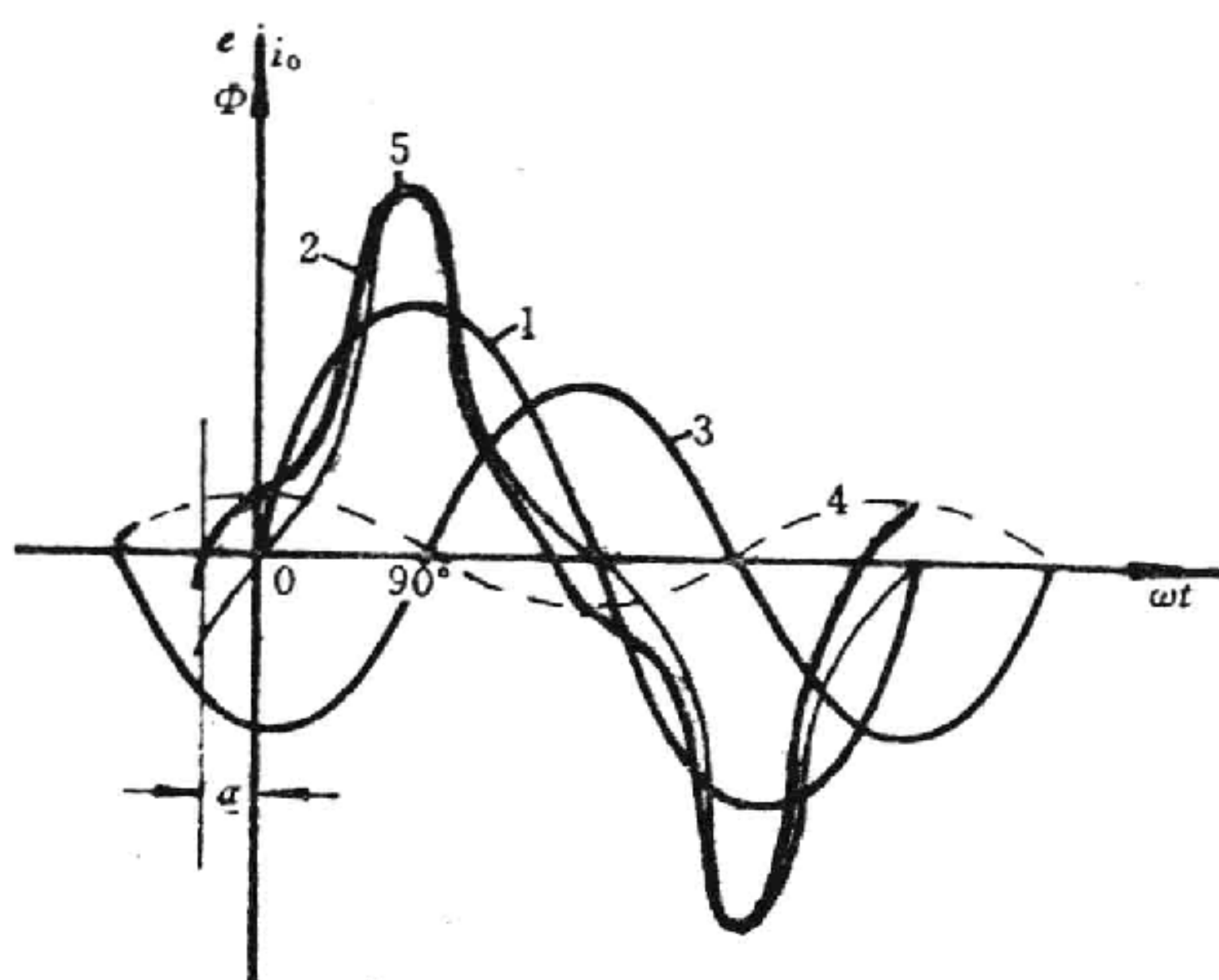


图 2-8 考虑铁耗时的空载电流波形

从上面分析可见,空载电流 i_0 不是正弦波,因此,用相量表示时,必须取它的基波。但工程上为了便于测量和计算,常采用等效正弦波的概念,即采用一个等效的正弦波来代替实际的空载电流 i_0 。其等效条件如下:

- (1) 等效正弦波电流的频率等于实际电流 i_0 的频率;
- (2) 等效正弦波电流的有效值 I_0 等于实际电流 i_0 的有效值。

即

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots}$$

式中 $I_{01}, I_{03}, I_{05}, \dots$ 为非正弦波 i_0 的基波、三次、五次……谐波的有效值;

(3) 等效正弦波电流 $\dot{I}_0$ 的相位应这样来确定,它应使得 $\dot{I}_0$ 与 $\dot{E}_1$ 相作用时被吸收的功率等于铁耗,即

$$\phi_0 = \cos^{-1} \frac{P_{fe}}{E_1 I_0}$$

这样就可作出如图 2-3 的相量图。

四、变压器空载运行时的方程式、相量图和等效电路

1. 五个基本方程式

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (1)$$

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f \omega_1 \dot{\Phi}_m \quad (2)$$

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} \quad (3)$$

$$\dot{E}_2 = -j4.44 f \omega_2 \dot{\Phi}_m \quad (4)$$

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2 \quad (5)$$

2. 相量图

设已知参数,且 $w_1 > w_2$, 作图步骤如下:

(1) 作参考相量 $\dot{\Phi}_m$ (见图 2-9)。

(2) 按照(2)、(4)式, $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 落后于 $\dot{\Phi}_m$ 以 90° , 作出 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 。

(3) 按照(3)式作 $\dot{I}_0$ 。 Z_m 为感抗性质, $\dot{I}_0$ 落后于 $(-\dot{E}_1)$ 以 ψ_0 角。

(4) 按照(1)式作 $\dot{U}_1$ 。

(5) 按照(5)式作 $\dot{U}_{20}$ 。

相量图中 $\dot{I}_0$ 是等效电流, 一般 $I_0 r_1$ 和 $I_0 x_1$ 只占 U_1 的 0.1% 和 0.5% 以下, 为了清楚起见, 这里放大了它们的长度。其次 $\dot{I}_0$ 主要用来建立磁场, 它与 $\dot{\Phi}_m$ 近于同相位, 而 $\dot{U}_1$ 与 $(-\dot{E}_1)$ 近于同相位, 所以 $\dot{I}_0$ 与 $\dot{U}_1$ 夹角 φ_0 近似等于 ψ_0 , 且 $\psi_0 \approx 90^\circ$, 说明空载功率因数很低。空载电流基本上是一个感性无功电流, 也就是说变压器在工作时要从电网吸收一个滞后的无功电流进行激磁。

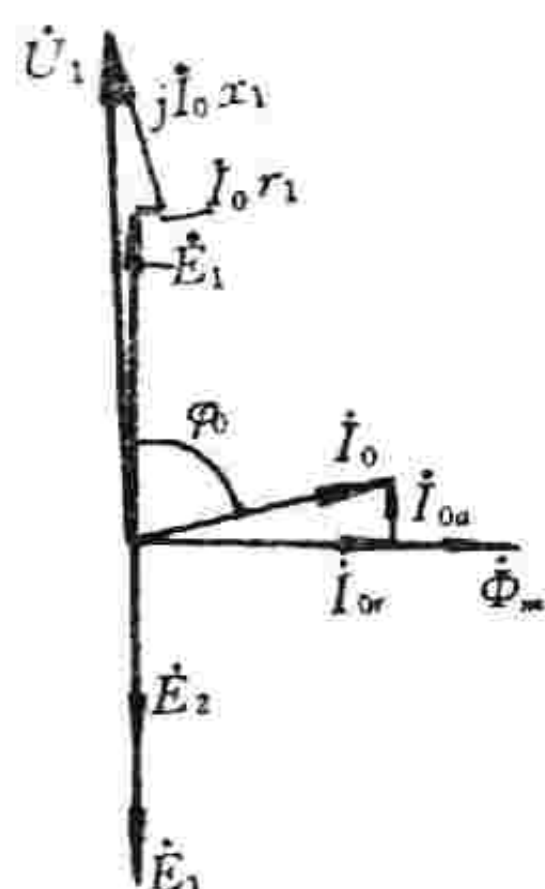


图 2-9 空载时相量图

3. 等效电路

等效电路已在空载电流一节中进行了分析, 由方程式(1)、(3)可得:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 = \dot{I}_0 Z_m + \dot{I}_0 Z_1 = \dot{I}_0 (Z_m + Z_1) \\ &= \dot{I}_0 [(r_m + jx_m) + (r_1 + jx_1)]\end{aligned}$$

根据上式可作出如图 2-10 的等效电路。

由此可得如下结论:

(1) 在忽略漏阻抗压降的情况下, 主磁通 Φ_m 的大小取决于电源电压、频率和原绕组的匝数, 而与磁路所用材料的性质和尺寸基本无关。

(2) 磁路的材料性质、尺寸只决定产生 Φ_m 所需激磁电流 I_0 的大小, 材料的导磁性能愈好, 磁路截面积愈大。则 I_0 愈小。

(3) 磁路的饱和程度不仅影响激磁电流 I_0 的大小, 而且影响激磁电流的波形, 磁路愈饱和, 则激磁电流愈大, 而且波形愈尖。

(4) 在铁心变压器里, 由于有铁耗, $\dot{I}_0$ 与 $\dot{\Phi}_m$ 不同相位, 它们之间的夹角主要决定于铁耗的大小。

例 2-1 有一台 180kVA 的三相铝线变压器, 原、副边线圈的额定电压分别为 10000/400V, Y, y 接法, 铁心截面积 $S_F = 0.016\text{m}^2$, 取铁心磁密 $B_m = 1.445\text{T}$, 试求:

(1) 原、副边线圈的匝数;

(2) 副边电压能在额定值上、下调节 5% 时, 原边线圈应如何抽头?

解: (1) 先算出铁心内的主磁通量, 再算出原、副边线圈的匝数。

$$\Phi_m = B_m S_F = 1.445 \times 0.016 = 0.0231 \text{ Wb}$$

$$w_1 \approx \frac{U_1}{4.44 f \Phi_m} = \frac{10000/\sqrt{3}}{4.44 \times 50 \times 0.0231} = 1126 \text{ 匝}$$

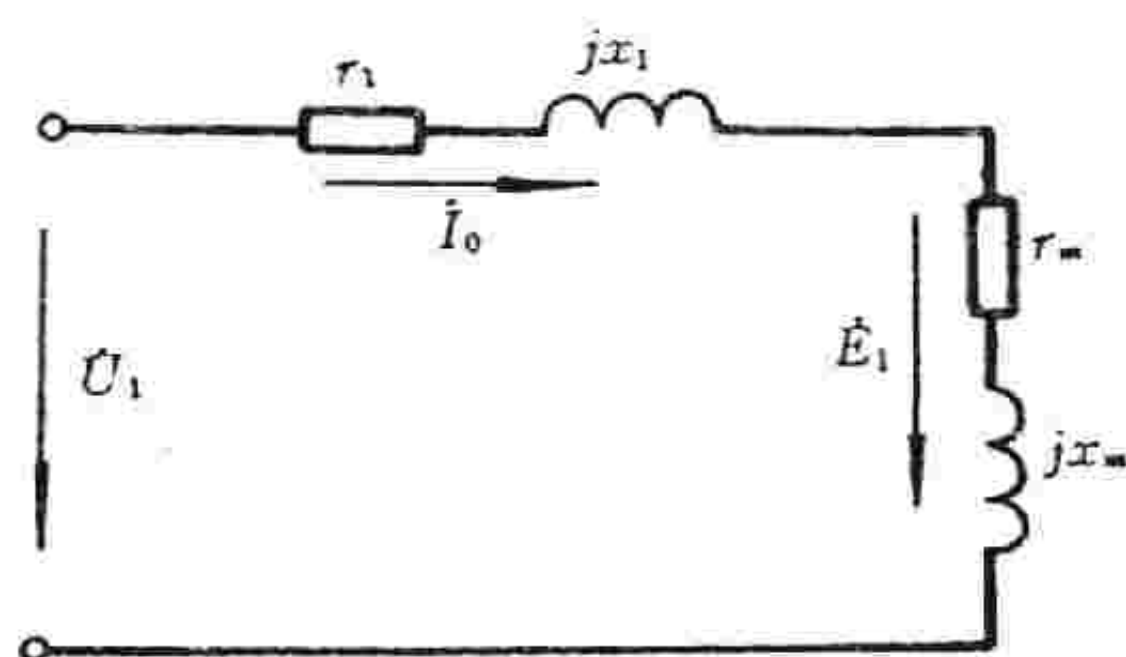


图 2-10 变压器空载时的等效电路

$$k = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{10000/\sqrt{3}}{400/\sqrt{3}} = 25$$

$$w_2 = \frac{w_1}{k} = \frac{1126}{25} = 45 \text{ 匝}$$

(2) 原边线圈的抽头匝数

$$w'_1 = 1126 \pm 1126 \times 5\% \approx 1070/1182 \text{ 匝}$$

如图 2-11 所示,通过分接开关把原边线圈抽头 1-3 连通,就是对应于 1126 匝的正常位置,如把分接开关转到 1-4 连通的位置,则原边线圈为 1070 匝,此时副边线圈电压升高 5%,把分接开关转到 2-3 连通的位置时,原边线圈为 1182 匝,此时副边线圈电压降低 5%。

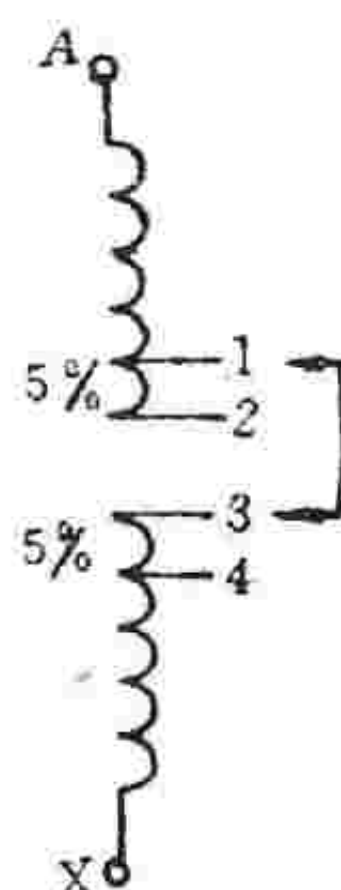


图 2-11 原边绕组抽头

§ 2-3 变压器的负载运行

上面我们研究了变压器在空载时的运行情况,实际上,在电力系统中的电力变压器主要是改变电压、传递和分配电能的,也就是它的副边要接入负载,这种状态叫变压器的负载运行,又称有载运行(*on-load operation*)。如图 2-12 所示。变压器副边接入负载以后,副绕组中有电流流过,副边电流对变压器内部的电磁关系有何影响呢?这是本节研究的主要问题。

一、负载运行时的物理情况与基本方程式

1. 磁动势分析

变压器原边接在额定电压的电源上,副边接入负载 Z_L 以后,副绕组内将有电流 I_2 流过,而且要产生磁动势 $\dot{F}_2 = I_2 w_2$,因而同一磁路上有两个磁动势 $\dot{F}_1$ 和 $\dot{F}_2$ 。由于原绕组和副绕组缠绕在同一铁心上,所以负载下铁心中主磁通实际上是这两个磁动势共同产生的,两个磁动势的合成磁动势就是变压器的激磁磁动势 $\dot{F}_m$,考虑到 $\dot{I}_1$ 和 $\dot{I}_2$ 的规定正方向和绕组的绕向,它们产生的磁通是相加的,所以合成磁动势为

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m \quad (2-12)$$

上式称为变压器的磁动势关系,其中 $\dot{F}_m$ 是负载时铁心中产生主磁通的磁动势, $\dot{F}_m$ 的大小决定于负载情况下主磁通的大小,而这时主磁通的大小决定于负载时原边电动势平衡关系中所要求的感应电动势 E_1 的大小。由于变压器原绕组漏阻抗压降很小,故从空载到额定负载时, E_1 变化很小,与之对应的主磁通和产生主磁通的激磁磁动势变化也很小,所以负载时的激磁电流 I_m 与空载电流 I_0 相差很小,可以近似地认为相等。

式(2-12)可写成

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_m w_1 \quad (2-13)$$

将上式两边除以 w_1 ,

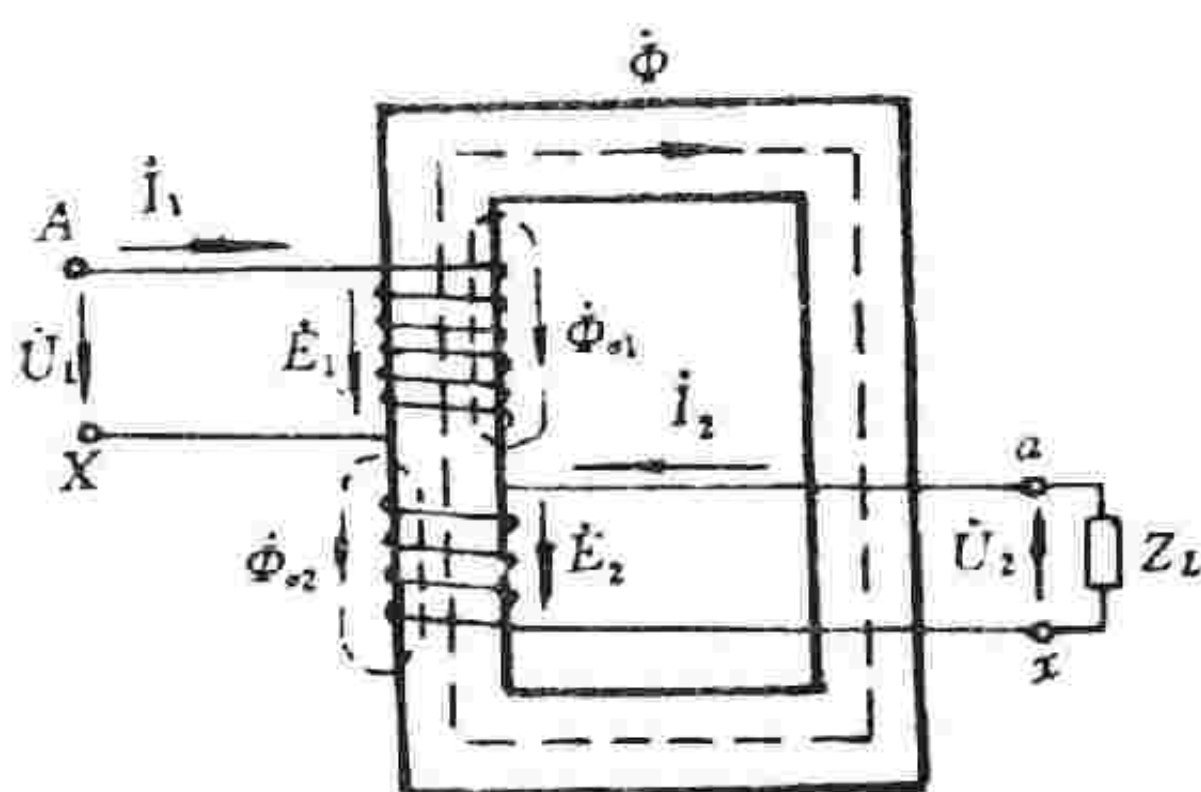


图 2-12 变压器的负载运行

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} = \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + \left(-\frac{\dot{I}_2}{k}\right) = \dot{I}_m + \dot{I}_L \quad (2-14)$$

式中 $\dot{I}_L = -\frac{\dot{I}_2}{k}$, $k = \frac{w_1}{w_2}$

由式(2-14)式可见,变压器负载运行时,原边电流可以看成由两个分量组成,一个是激磁分量 $\dot{I}_m$,它主要是用作产生主磁通 Φ_m ,另一个是负载分量 $\dot{I}_L$,它的作用是产生磁动势 $\dot{I}_L w_1$,用以抵消副边磁动势 $\dot{I}_2 w_2$,从而基本保持激磁磁动势 $\dot{I}_m w_1$ 不变。若忽略原绕组的漏阻抗压降,则 $\dot{U} = -\dot{E}_1$,再考虑 $\dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_1}{k}$,则得

$$\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_L = (-\dot{E}_1) \cdot \left(-\frac{\dot{I}_2}{k}\right) = \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2$$

因此

$$U_1 I_L \cos \theta_1 = E_1 I_2 \cos \phi_2$$

式中 θ_1 ——相量 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{I}_L$ 间夹角;

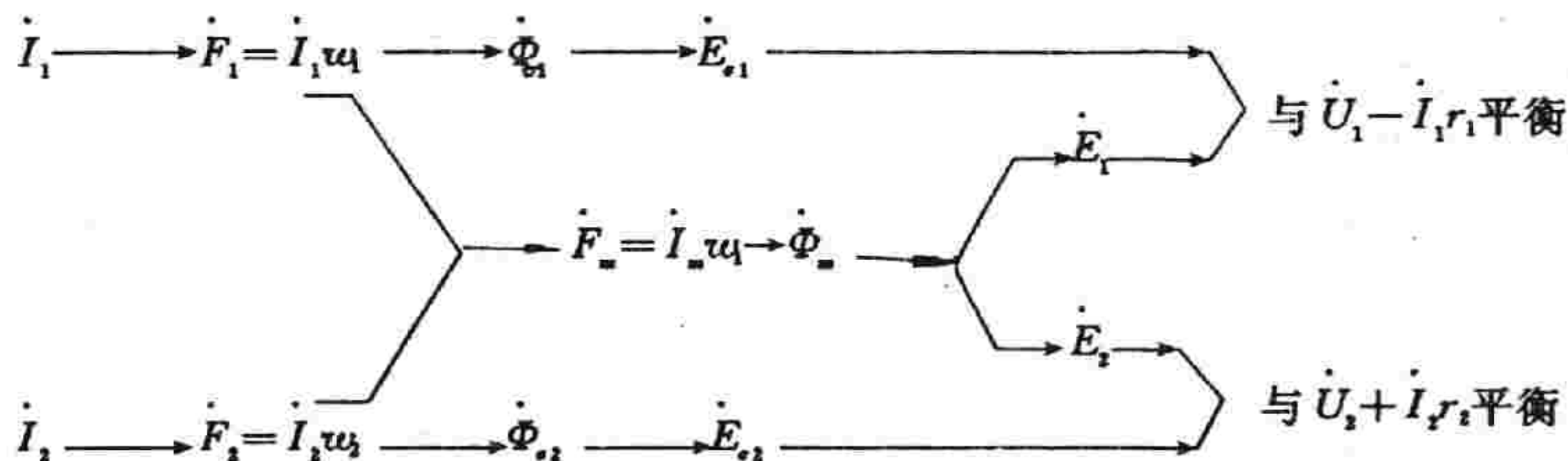
ϕ_2 ——相量 $\dot{E}_2$ 与 $\dot{I}_2$ 间夹角。

上式表明,负载时原绕组从电网增加输入的一部分电功率 $U_1 I_L \cos \theta_1$ 传递到副绕组,变为副绕组获得的电功率 $E_2 I_2 \cos \phi$,这就是变压器通过电磁感应进行能量传递的原理。

从上面分析可知,变压器负载运行时,通过电磁感应关系,原、副边电流是紧密地联系在一起的,副边电流的增加或减小必然同时引起原边电流的增加或减小,相应地,副边输出的功率增加或减小时,原边从电网吸取的功率必须同时增加或减小。

2. 电动势分析

变压器负载运行时,除了主磁通在原、副绕组中感应电动势 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$ 外,还有仅与原绕组交链的漏磁通 Φ_{s1} 所感应的漏磁电动势 $\dot{E}_{s1}$ 和仅与副绕组交链的漏磁通 Φ_{s2} 所感应的漏磁电动势 $\dot{E}_{s2}$ 。原边漏磁电动势 $\dot{E}_{s1}$ 可用漏抗压降 $-j\dot{I}_1 x_1$ 来代替,其中 x_1 是原绕组的漏电抗,是一常数。同理副边漏磁电动势 $\dot{E}_{s2}$ 也可用漏抗压降 $-j\dot{I}_2 x_2$ 来代替,式中 x_2 称为副绕组的漏电抗,也是常数。各个磁动势、磁通和感应电动势的相互关系如下所示:



3. 电动势平衡方程式

按图(2-1)所规定的各电磁量的正方向和基尔霍夫电路定律,便可写出变压器负载运行时

原、副边的电动势平衡方程式如下：

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{a1}) + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (2-15)$$

$$\dot{U}_2 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{a2}) - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - j\dot{I}_2 x_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (2-16)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_L \quad (2-17)$$

式中 $Z_1 = r_1 + jx_1$ 、 $Z_2 = r_2 + jx_2$ 是原、副边的漏阻抗。均为常数，与电流大小无关。

4. 七个基本方程式

根据前面分析，可以列出变压器负载运行时的七个基本方程式：

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

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

$$\dot{E}_1 = -j4.44f\omega_1\dot{\Phi}_m$$

$$\dot{E}_2 = \dot{E}_1/k$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + (-\dot{I}_2/k)$$

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

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_L$$

对已经制造好投入负载运行的变压器来说， U_1 、 k 、 Z_1 、 Z_2 、 Z_m 、 Z_L 都是已知的物理量和参数。其余 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 、 $\dot{\Phi}_m$ 、 $\dot{I}_m$ 、 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 、 $\dot{U}_2$ 等可按上列方程式进行计算求解。

二、变压器的归算值

利用基本方程式，可以算出变压器的运行性能。但是由于原、副边绕组的匝数不同，加上两者之间没有直接电的联系，所以实际计算非常繁琐，尤其是电力变压器的变比 k 较大时，使原、副边的电流、电压、阻抗等相差很大，计算也不方便，特别是画相量图更是困难。在研究变压器和电力系统的运行问题时，希望能有一个既能正确反映变压器内部的电磁关系，又便于工程计算的单纯电路来模拟实际变压器，这种电路称为等效电路 (equivalent electric circuit)。

根据(1)、(2)、(7)式可作出原、副边等效电路如图 2-13 所示。

图 2-13 表示两条互不相连的电路，不仅计算不方便，而且不能体现副边电流 $\dot{I}_2$ 对原边电流 $\dot{I}_1$ 的影响。为了把原、副边电路连接起来，只要在保持原物理情况不变的条件下，使 $\omega_2 = \omega_1$ ，此时由于 $\dot{E}_2 = \dot{E}_1$ ，若把 p 、 q 连结起来，则 m 、 n 点等电位，这样不仅可以把 m 、 n 连接起来，使原、副边有电的联系，而且变比 $k=1$ ，使计算大为简化。这种方法，实际上是用一台副绕组匝数等于原绕组匝数的假想变压器来模拟实际变压器，假想变压器与实际变压器在物理情况上是等效的。所谓等效就是改变匝数后的假想变压器满足 1) 原边电路情况不变，即主磁场不变；2) 副边对原边的影响不变，即副边的磁动势不变；3) 有功和无功损耗不变。根据这些条件可求出假想变压器的各物理量，这些量称为由副边归算到原边的值，简称为归算值 (referred value)。归算值用原来副边各物理量的符号上加上一个“'”来表示，如 U'_2 、 I'_2 、 Z'_2 等。下面根据上述等

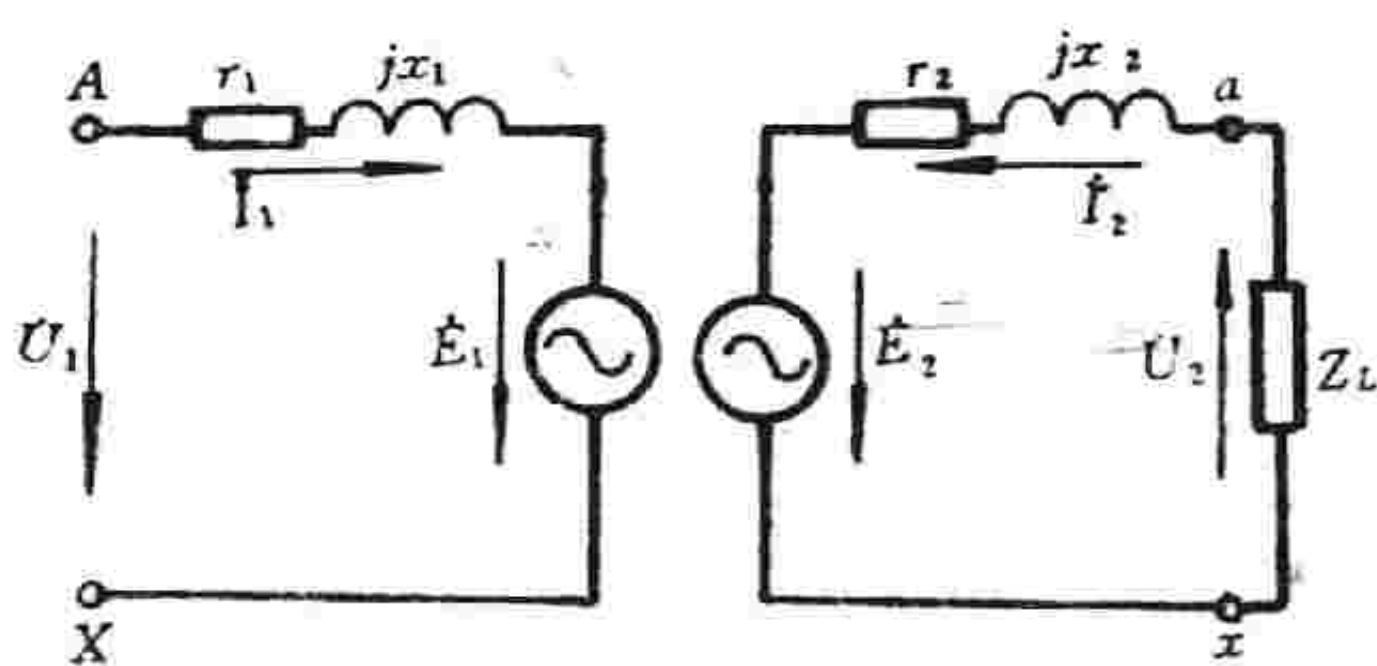


图 2-13 变压器原、副边等效电路

效条件求出各归算值。

1. 副边电动势的归算值

实际变压器主磁通 $\dot{\Phi}_m = \frac{\dot{E}_2}{-j4.44f\omega_2}$

假想变压器主磁通 $\dot{\Phi}'_m = \frac{\dot{E}'_2}{-j4.44f\omega_1}$

由于归算前后主磁场不变,所以

$$\frac{\dot{E}'_2}{-j4.44f\omega_1} = \frac{\dot{E}_2}{-j4.44f\omega_2}$$

$$\dot{E}'_2 = \frac{\omega_1}{\omega_2} \dot{E}_2 = k \dot{E}_2 \quad (2-18)$$

即归算后的副边电动势比实际电动势放大了 k 倍。

2. 副边电流的归算值

实际变压器副边磁动势为 $\dot{I}_2\omega_2$

假想变压器副边磁动势为 $\dot{I}'_2\omega_1$

由于归算前后副边磁动势不变,所以

$$\dot{I}'_2\omega_1 = \dot{I}_2\omega_2$$

$$\dot{I}'_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \dot{I}_2 = \frac{1}{k} \dot{I}_2 \quad (2-19)$$

即归算后的电流为实际电流的 $1/k$ 倍。

3. 副边电阻的归算值

实际变压器的副边铜耗为 $I_2^2 r_2$

假想变压器的副边铜耗为 $I'^2_2 r'_2$

由于归算前后副边有功损耗不变,所以

$$I'^2_2 r'_2 = I_2^2 r_2$$

$$r'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 r_2 = k^2 r_2 \quad (2-20)$$

即电阻的归算值比实际值放大了 k^2 倍。

4. 副边漏抗的归算值

实际变压器的副边漏抗无功为 $I_2^2 x_2$

假想变压器的副边漏抗无功为 $I'^2_2 x'_2$

由于归算前后副边漏抗无功不变,所以

$$I'^2_2 x'_2 = I_2^2 x_2$$

$$x'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 x_2 = k^2 x_2 \quad (2-21)$$

即电抗的归算值比实际值也放大了 k^2 倍。

5. 副边电压的归算值

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2(r'_2 + jx'_2)$$

$$= k\dot{E}_2 - \frac{\dot{I}_2}{k}(k^2 r_2 + jk^2 x_2)$$

$$= k(\dot{E}_2 - \dot{I}_2(r_2 + jx_2)) = k\dot{U}_2 \quad (2-22)$$

副边电压与电动势有同样的归算关系。

6. 负载阻抗的归算值

$$Z'_L = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{k\dot{U}}{\dot{I}_2/k} = k^2 \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = k^2 Z_L \quad (2-23)$$

负载阻抗的归算值与漏阻抗有同样的归算关系。

综合以上所述可见,当把副边各物理量归算到原边时,凡是单位为伏的物理量(电动势、电压等)的归算值等于其原来的数值乘以 k ;凡是单位为欧的物理量(电阻、电抗、阻抗)的归算值等于其原来的数值乘以 k^2 ;电流的归算值等于原来数值乘以 $\frac{1}{k}$ 。

上面介绍的归算算法,是把副边归算到原边的匝数基础上,同样,也可以把原绕组归算到副边的匝数基础上,甚至可以把原、副边归算到另一匝数 w_3 的基础上。

三、变压器的等效电路和相量图

1. 等效电路(equivalent circuit)

通过归算后,图 2-13 的原、副边电路可以画成如图 2-14(a)所示电路。

由于归算后, $k=1$, $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$, 所以 p 和 q 点, m 和 n 点可连结起来,再考虑 $-\dot{E}_1 = \dot{I}_m(r_m + jx_m)$, 即可得图 2-14(b)“T”形等效电路(T-equivalent circuit), 图中相量 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 是表示电动势升的方向。

“T”形等效电路反映了变压器的电磁关系,因而能准确地代表实际变压器,但它含有串联和并联支路,进行复数运算比较麻烦。实际电力变压器中,由于额定电流时,原边漏抗压降只有额定电压的 2.5~5% 左右,所以可以近似地认为:

$$\dot{I}_m = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} = \frac{\dot{U} - \dot{I}_1 Z_1}{Z_m} \approx \frac{\dot{U}_1}{Z_m}$$

也就是说,可以把激磁支路从“T”形等效电路的中间移到电源端如图 2-15 所示。这种电路称为近似等效电路(approximate equivalent circuit)。

近似等效电路计算较简便,也足够准确。在电力变压器中,由于 I_m 在 I_{1N} 中占的比例很小,在工程实际中可以忽略 I_m ,即去掉激磁支路,而得一个简单的串联电路,如图 22-16 所示,称为变压器的简化等效电路(simplistic equivalent circuit)。在近似等效电路和简化等效电路中可将原、副边参数合并起来,得到

$$\begin{aligned} r_k &= r_1 + r'_2 \\ x_k &= x_1 + x'_2 \end{aligned}$$

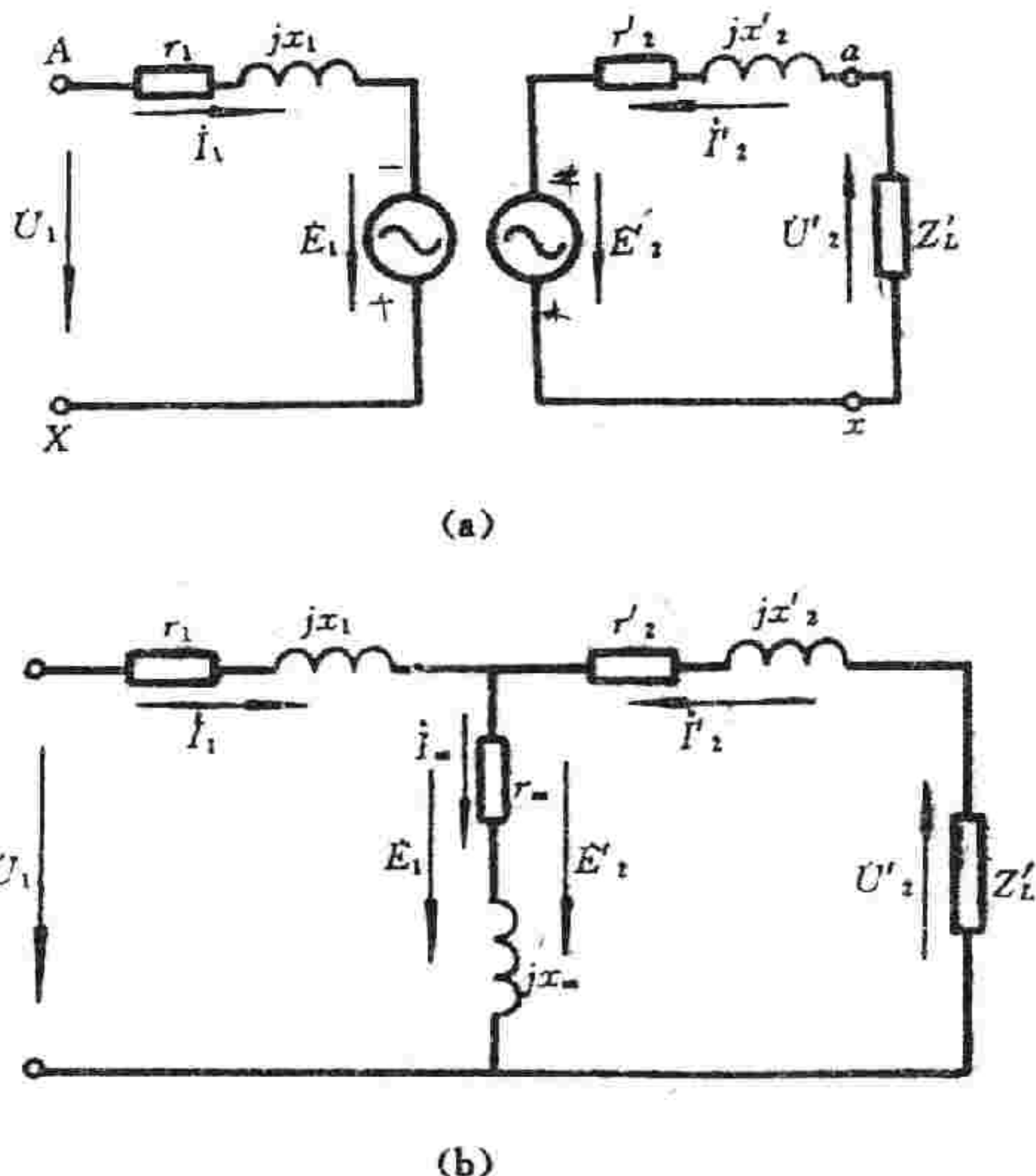


图 2-14 变压器“T”形等效电路

$$Z_k = r_k + jx_k$$

式中 r_k 、 x_k 和 Z_k 分别称为变压器的短路电阻(short circuit resistance)、短路电抗(short circuit reactance)和短路阻抗(short circuit impedance)。

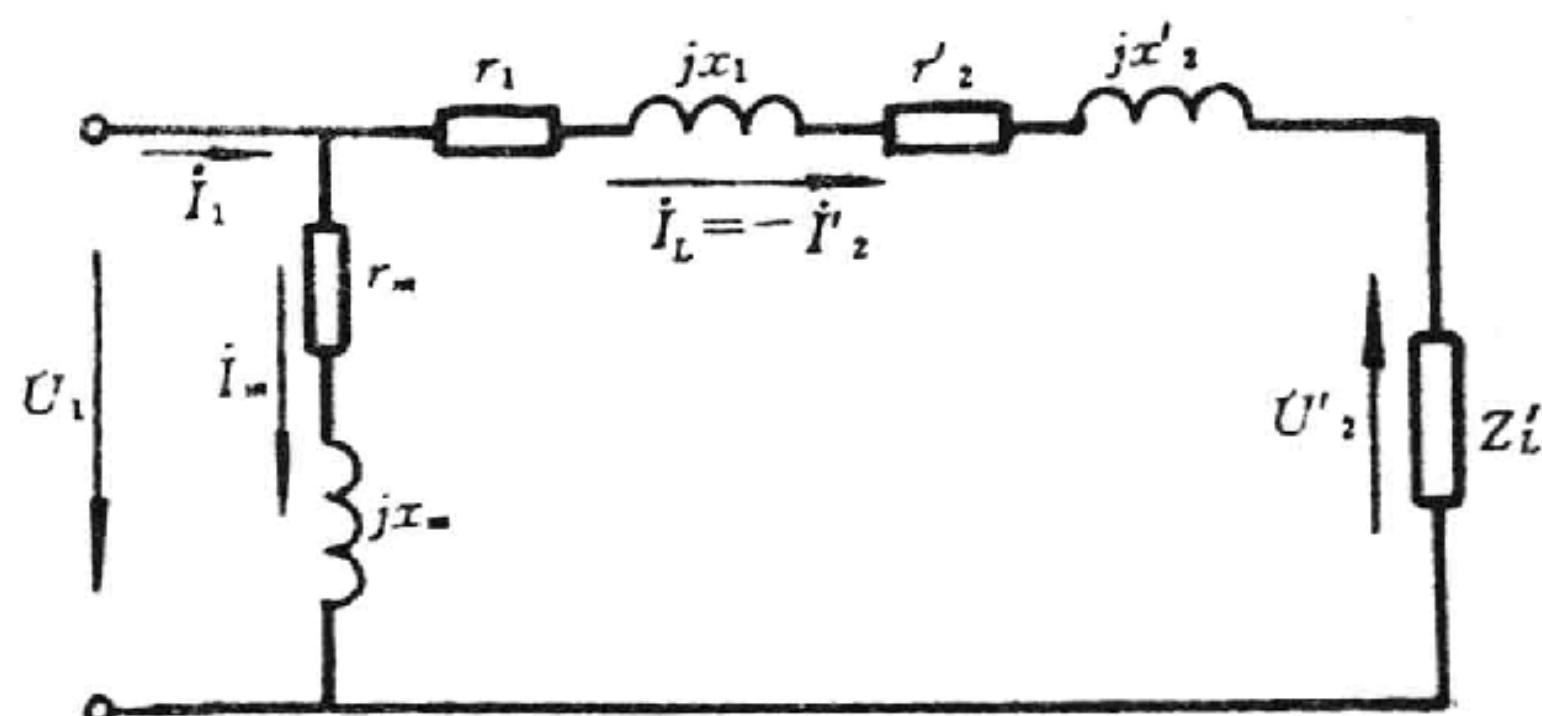


图 2-15 变压器近似等效电路

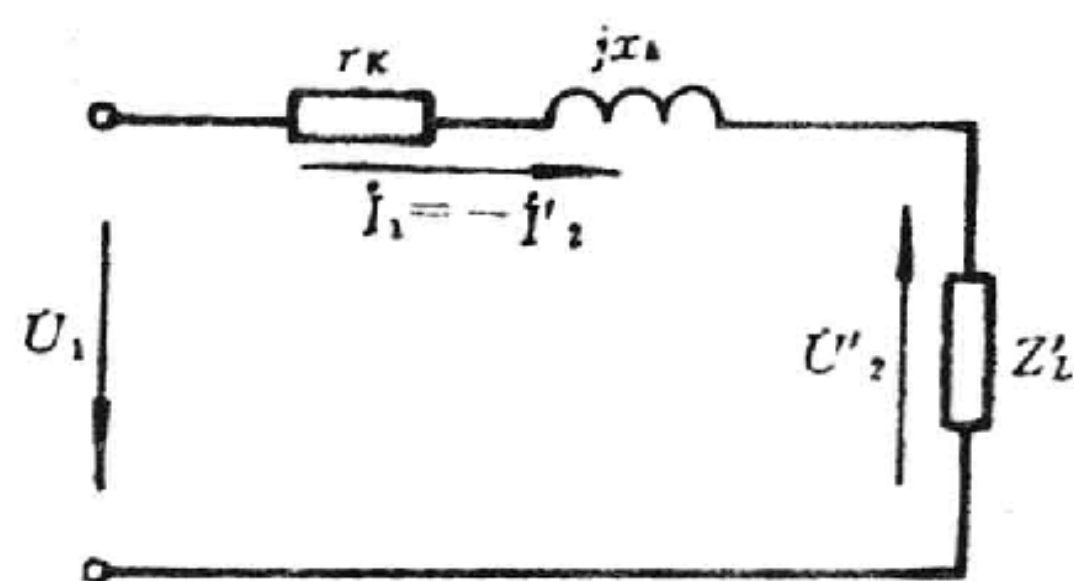


图 2-16 变压器简化等效电路

与简化等效电路相应的电压方程式为

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}_2 + \dot{I}_1(r_k + jx_k) \quad (2-24)$$

从简化等效电路可见,变压器如果发生稳态短路,则短路电流 $I_k = \frac{U_1}{Z_k}$,这个电流很大,可达额定电流的 10~20 倍。

2. 相量图(phasor diagram)

变压器内部电磁关系,除可用基本方程式和等效电路表示外,还可以用相量图来表示。相量图是根据基本方程式画出的,其特点是可以较直观地看出变压器内部各物理量的相位关系。

首先列出归算后的七个基本方程式:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 & ① \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 & ② \\ \dot{E}_1 &= -j4.44f\omega_1\dot{\Phi}_m & ③ \\ \dot{E}_2 &= \dot{E}_1 & ④ \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_m + (-\dot{I}_2') & ⑤ \\ \dot{I}_m &= \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} & ⑥ \\ \dot{U}_2 &= \dot{I}_2' Z_L & ⑦ \end{aligned} \right\} \quad (2-25)$$

绘制相量图的步骤随已知条件的不同而变,假定已知各参数和 $\dot{\Phi}_m$,且以感性负载举例,其作图步骤如下:

- (1)取主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 为参考相量,且作在水平位置上,如图 2-17 所示。
- (2)按③、④式作 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$, $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$,且落后于 $\dot{\Phi}_m$ 以 90° 相角。
- (3)根据②、⑦式求出 $\dot{I}_2'$

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 - \dot{I}_2' Z_2 &= \dot{I}_2' Z_L \\ \dot{I}_2' &= \frac{\dot{E}_2}{Z_2 + Z_L} = \frac{\dot{E}_2}{(r_2' + R_L) + j(x_2' + x_L)} \end{aligned}$$

$\dot{I}_2$ 与 $\dot{E}_2$ 之间夹角 $\psi_2 = \tan^{-1} \frac{x'_2 + x'_L}{r'_2 + R'_L}$

若 x'_L 为感抗, 则 $\dot{I}_2$ 落后于 $\dot{E}_2$ 一个 ψ_2 角;

若 x'_L 为容抗, 则当 $x'_L > x'_2$, $\dot{I}_2$ 超前于 $\dot{E}_2$, 也超前于 $\dot{U}_2$;

当 $x'_L < x'_2$, $\dot{I}_2$ 落后于 $\dot{E}_2$, 超前于 $\dot{U}_2$;

当 $x'_L = x'_2$, $\dot{I}_2$ 与 $\dot{E}_2$ 同相位, $\dot{I}_2$ 超前于 $\dot{U}_2$;

若 $x'_L = 0$, 则 $\dot{I}_2$ 落后于 $\dot{E}_2$, 但与 $\dot{U}_2$ 同相位。

现以感性负载为例, 所以作 $\dot{I}_2$ 落后于 $\dot{E}_2$ 一个 ψ_2 角。

(4) 根据⑥式作出 $\dot{I}_m$, $\dot{I}_m$ 落后于 $(-\dot{E}_1)$ 一个 ψ_0 角, $\psi_0 = \tan^{-1} \frac{x_m}{r_m}$ 。

(5) 根据⑤式作出 $\dot{I}_1$ 。

(6) 根据①式作出 $\dot{U}_1$ 。

(7) 根据②式作出 $\dot{U}_2$ 。

相量图中 φ_1 为原边功率因数角, φ_2 为副边功率因数角。

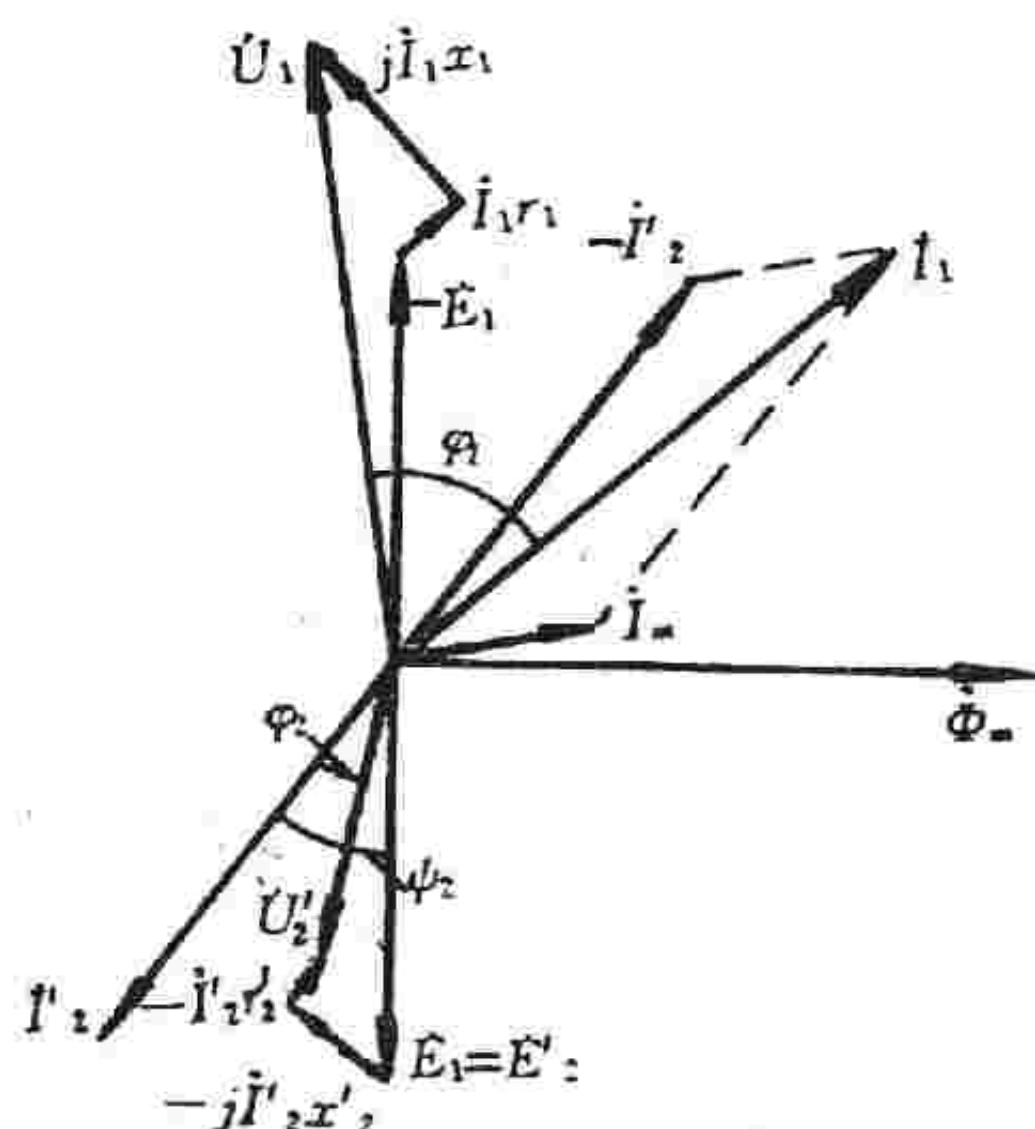


图 2-17 变压器带感性负载时的相量图

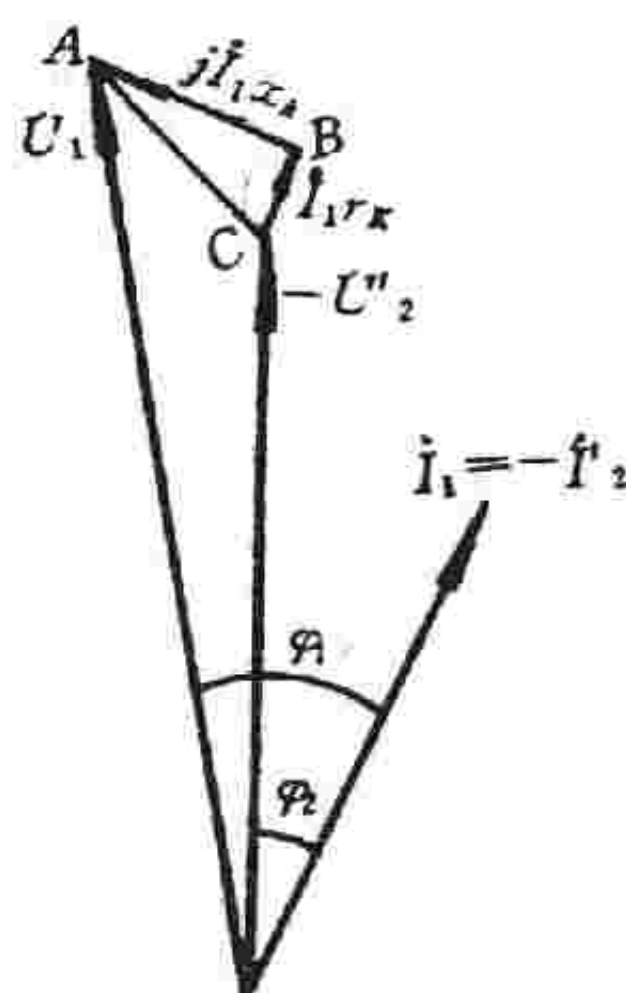


图 2-18 感性负载时的简化相量图

从图 2-17 相量图上可以看出 $U_2 < E'_2$, 说明在感性负载下副边端电压是下降的。

应用基本公式(2-25)作出的相量图在理论上是有意義的。实际应用较为困难。因为, 对已经制造好的变压器, 很难用试验方法把原、副绕组的漏电抗 x_1 和 x_2 分开。因此, 在分析负载方面的问题时, 常根据图 2-16 所示的简化等效电路来画相量图, 相量图如图 2-18 所示。

已知 $\dot{U}_2$ 、 $\dot{I}_2$ 和 $\cos \varphi_2$ 后, 因忽略 $\dot{I}_m$, 即 $-\dot{I}_2 = \dot{I}_1$ 。取 $-\dot{U}_2$ 为参考相量, 由 φ_2 角画出 $-\dot{I}_2 = \dot{I}_1$, 然后在 $(-\dot{U}_2)$ 的端点上加上 $\dot{I}_1 r_k$ 和 $j\dot{I}_1 x_k$, 便得到原边端电压 $\dot{U}_1$ 。从图上看, 短路阻抗的电压降落形成一个三角形 ABC, 称为漏阻抗三角形。对于给定的一台变压器, 不同负载下的这个三角形, 它的形状是相似的。三角形的大小与负载电流成正比。在额定电流时的三角形, 叫做短路三角形。

基本方程式、等效电路和相量图是分析变压器运行的三种方法。基本方程式概括了变压器中的电磁关系,而等效电路和相量图是基本方程式的另一种表达形式,因此三者之间是一致的,但究竟取哪一种表达形式,则视其具体情况而定。进行定量计算时,等效电路比较方便;讨论各物理量之间大小和相位关系时,相量图比较方便。

四、变压器的功率平衡关系

变压器的功率传递关系可以从图 2-19 等效电路看出。变压器原绕组从电源吸收电功率 $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$,扣除原绕组的铜耗 $p_{\text{cu}1} = I_1^2 r_1$ 和铁心损耗 $p_{\text{fe}} = I_m^2 r_m$,余下的即为原边传到副边的电功率 $P_M = E_2 I_2 \cos \psi_2$,该功率是通过电磁感应传递的,所以 P_M 称为电磁功率(electromagnetic power)。电磁功率再扣除副绕组的铜耗, $p_{\text{cu}2} = I_2'^2 r_2'$,即为副边输出的电功率 $P_2 = U_2' I_2 \cos \varphi_2$ 。

由此可得功率关系为:

$$P_1 = p_{\text{cu}1} + p_{\text{fe}} + P_M$$

$$P_2 = P_M - p_{\text{cu}2}$$

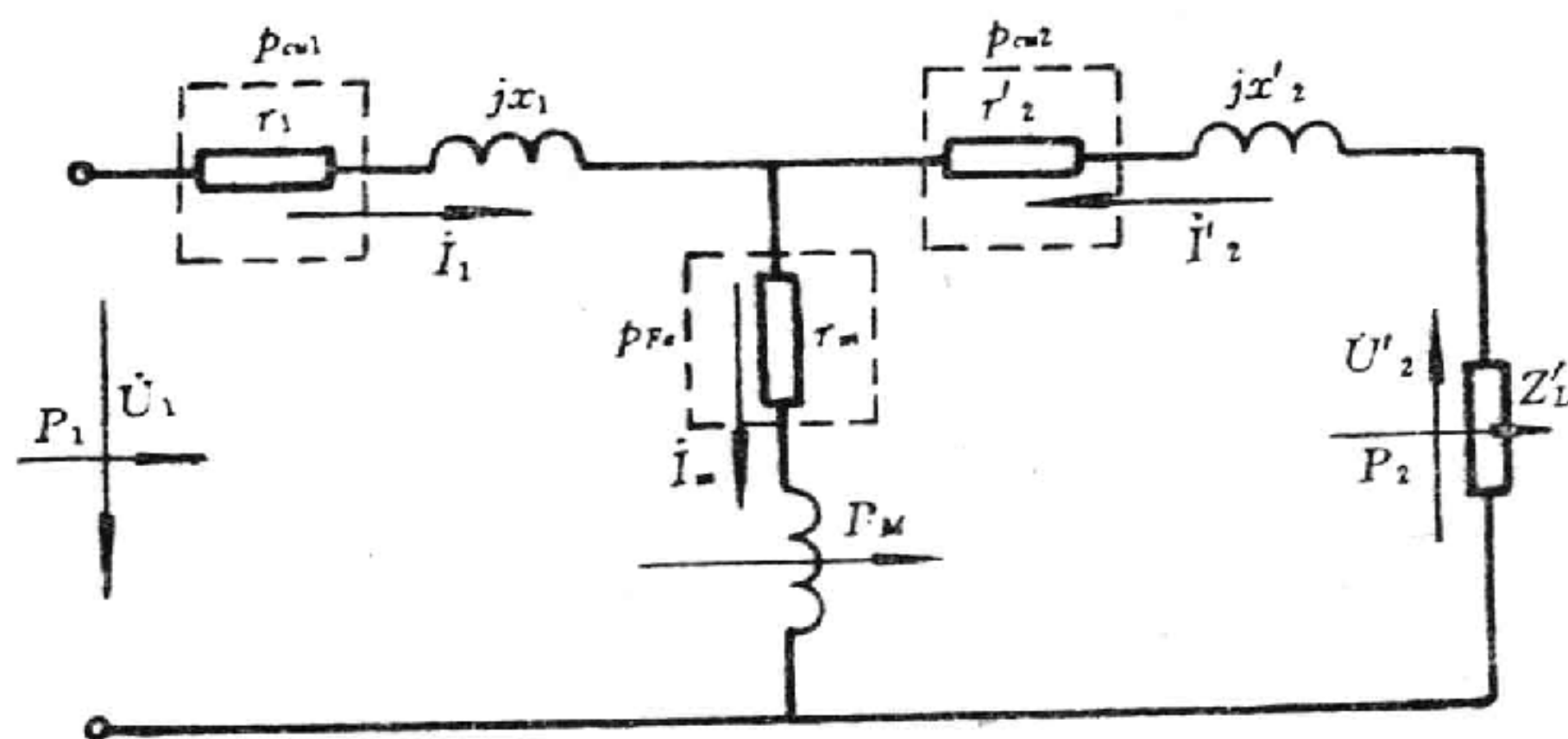


图 2-19 从等效电路看功率平衡关系

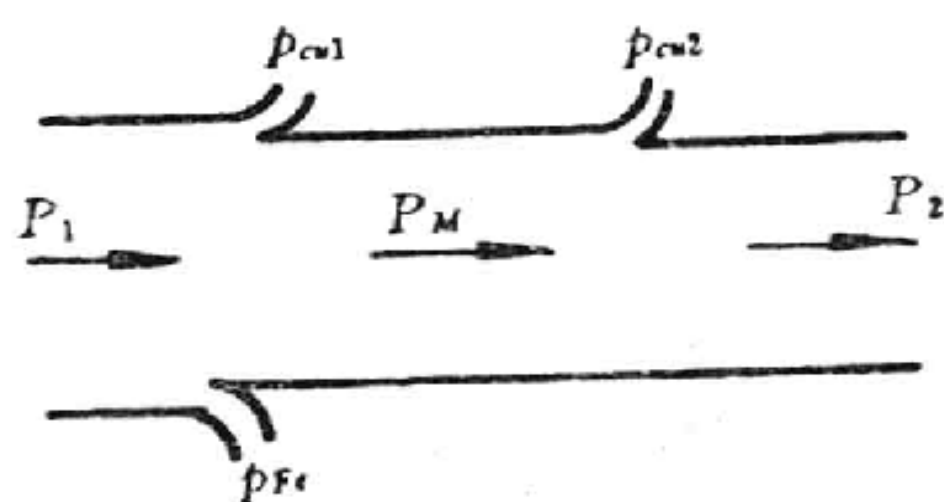


图 2-20 变压器功率流程图

“电机学”中常用如图 2-20 所示的功率流程图来表示功率的传递关系。

§ 2-4 变压器参数的测定

变压器等效电路中的参数,可以用空载试验和短路试验来测定。这两个试验是变压器试验中的主要项目。

一、空载试验(no-load test)

通过空载试验可以求出变比 k 、空载损耗 p_0 和激磁阻抗 Z_m 。

图 2-21 是变压器空载试验的线路图,其中(a)是单相变压器的,图(b)是三相变压器的。考虑到在高压边作空载试验时所加电压较高,电流较小,为了试验安全和仪表选择方便,一般在低压边加电压,高压边开路。

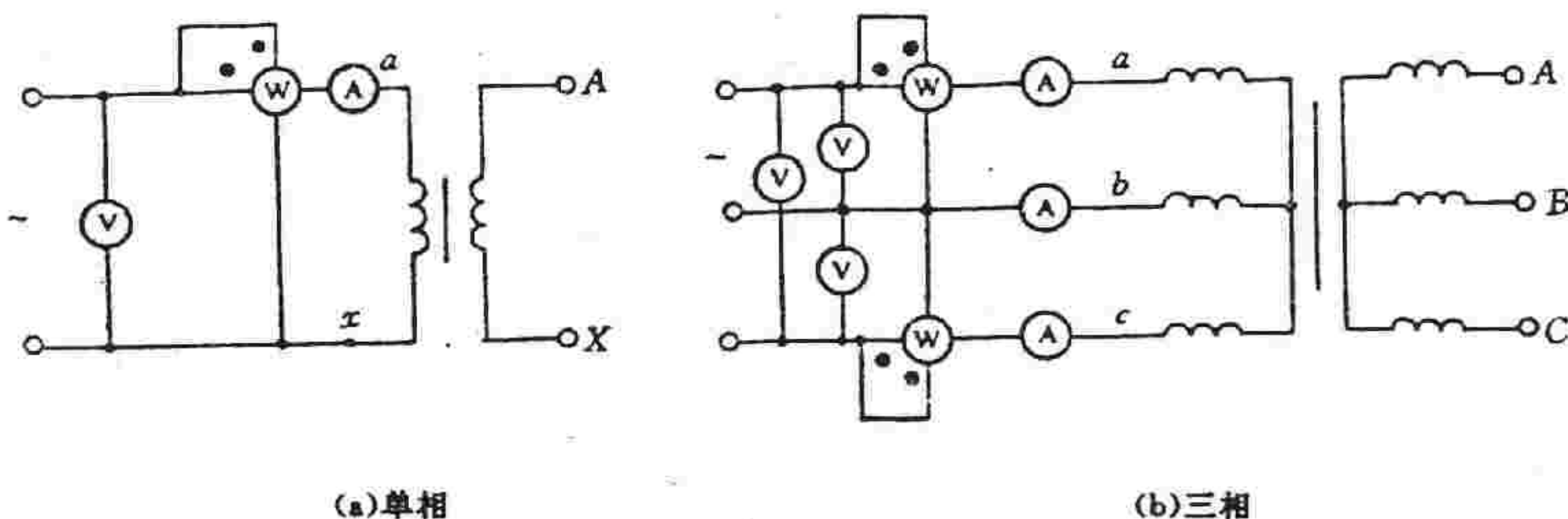


图 2-21 变压器空载试验线路图

进行试验时,高压边开路,低压边加上额定电压 U_{1N} ,测量副边电压 U_{20} 、空载电流 I_0 及空载输入功率 p_0 。在试验三相变压器时,由于三相磁路不对称,导致三相电流不相等,此时可取三相电流的平均值作为激磁电流值。

空载试验时,外加电压和感应电动势都达到额定值,铁心磁密以及铁耗也是正常运行时的数值。由于空载时的原边只有激磁电流,它引起的铜耗可以忽略不计。所以输入功率 p_0 几乎全部供给铁耗。于是, $p_0 \approx p_{Fe}$ 。

变压器空载时的总阻抗为 $Z_0 = Z_1 + Z_m = \frac{U_{1N}}{I_0}$

因为 $Z_m \gg Z_1$, 可以认为 $Z_0 \approx Z_m$

铁耗等效电阻为

$$r_m \approx r_0 = \frac{p_0}{I_0^2}$$

激磁电抗为

$$x_m \approx x_0 = \sqrt{Z_0^2 - r_0^2}$$

空载试验还能求出变压器的变比 k

$$k = \frac{\text{高压边匝数}}{\text{低压边匝数}} = \frac{\text{高压边电动势}}{\text{低压边电动势}} \approx \frac{U_{20}}{U_{1N}}$$

如果是三相变压器,在计算激磁阻抗时,都要用一相的功率、电压和电流值来计算。

由于激磁阻抗 Z_m 随外加电压的大小而变化,为了使测出的参数符合变压器的实际运行情况,空载试验应在额定电压下进行。由于试验是在低压侧进行的,故测得的参数是归算到低压方的数值,如果需要归算到高压侧,则必须乘以 k^2 。

二、稳态短路试验 (steady-state short circuit test)

稳态短路试验可以求出变压器的负载损耗、短路阻抗 Z_k 和阻抗电压 u_k 。

图 2-22 是变压器稳态短路试验的线路图,其中(a)是单相变压器,图(b)是三相变压器的。为了便于测量,稳态短路试验通常将高压绕组接到电源,低压绕组直接短路。

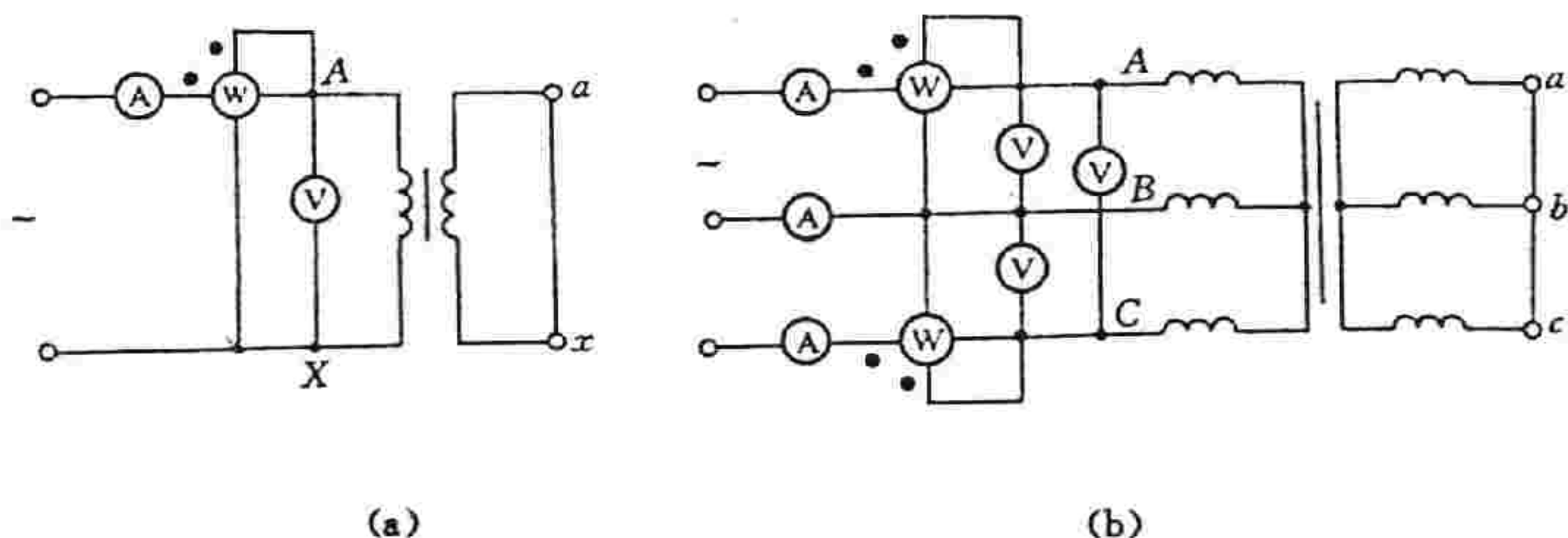


图 2-22 变压器稳态短路试验接线图

进行试验时,副边短路,原边通过调压器接到电源。试验时所加电压必须比额定电压低得多,以原边电流达到或接近额定值为止。测量这时的电压 U_k ,原边电流 I_k 和输入功率 p_k 。

做短路试验时,当原绕组电流达额定值,副绕组里电流也几乎同时达额定值。这时绕组中的铜损耗相当于额定负载时的铜耗,从图 2-16 简化等效电路看出,当副边短路而原边电流为额定电流时,原边加的电压大小等于变压器漏阻抗上的压降。因此所加电压 $U_k = I_{1N} z_k$ 是很小的。由于外加电压很低。铁心里的主磁通很小,激磁电流以及铁耗可以忽略。这时输入功率 p_k 几乎全部供给了绕组的铜耗,因此稳态短路测出的损耗称为负载损耗(load loss)。

根据测量数据,可以计算出漏阻抗的大小。漏阻抗为

$$z_k = \frac{U_k}{I_k} \quad \Omega$$

短路电阻

$$r_k = \frac{p_k}{I_k^2} \quad \Omega$$

短路电抗

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} \quad \Omega$$

由于绕组的电阻随温度而变化,而短路试验一般在室温下进行,所以测得的电阻必须换算到基准工作温度时的数值,根据国家标准规定,油浸电力变压器和电机的绕组应换算到 75°C 的数值。换算公式为:

$$r_{k75^\circ\text{C}} = r_k \frac{(235 + 75)}{(235 + \theta)}$$

式中 θ ——试验时的室温;

r_k —— θ 温度下的短路电阻。

对于铝线变压器,换算公式中常数 235 应改为 225。

在 75°C 时的短路阻抗为

$$z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{r_{k75^\circ\text{C}}^2 + x_k^2}$$

同样,如果是三相变压器,都用一相的数据来计算。做稳态短路试验时,如能保持电流为额定值,这时测得的损耗更符合实际情况。

通过短路参数还可求出变压器的阻抗电压(impedance voltage)。所谓阻抗电压是短路阻抗 $z_{k75^\circ\text{C}}$ 与原边额定电流 I_{1N} 的乘积用原边额定电压的百分数表示,即

$$u_k = \frac{I_{1N} z_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} \times 100(\%) \quad (2-26)$$

上式表明,阻抗电压就是变压器短路电流达额定值时原边所加电压用原边额定电压百分数表示,故又称短路电压。它的有功分量 u_{kr} 和无功分量 u_{kx} 分别为

$$\begin{aligned} u_{kr} &= \frac{I_{1N} r_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N}} \times 100(\%) \\ u_{kx} &= \frac{I_{1N} x_k}{U_{1N}} \times 100(\%) \\ u_k &= \sqrt{u_{kr}^2 + u_{kx}^2}(\%) \end{aligned} \quad (2-27)$$

阻抗电压标在变压器的铭牌上,它的大小反映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。但阻抗电压太小时,变压器短路时电流太大,可能损坏变压器。一般中小型电力变压器的 u_k 为 $4 \sim 10.5\%$,大型的为 $12.5 \sim 17.5\%$ 左右。有功分量 u_{kr} 随容量的增大而减小,无功分量 u_{kx} 则随容量的增大而增大。比值 $\frac{u_{kx}}{u_{kr}}$ 在大型变压器中可达 $10 \sim 15$,中小型变压器则在 $1 \sim 5$ 范围内。

§ 2-5 标么值(p. u 值)

在工程计算中,各物理量如电压、电流、阻抗、功率等往往不用它们的实际值进行计算,而把这些物理量表示成与某一选定的同单位的基值之比的形式,称为标么值(per unit value)(或相对值)。

即

$$\text{标么值} = \frac{\text{实际值}}{\text{基值}}$$

在电机和变压器中,常取各物理量的额定值作为基值。为了区别标么值和实际值,我们在各物理量原来的符号右上角加上“*”号以表示该物理量的标么值。如电流的标么值用 I^* 表示。当选用额定值为基值时,原、副边电压、电流的标么值为

$$\begin{aligned} U_1^* &= \frac{U_1}{U_{1N}} & U_2^* &= \frac{U_2}{U_{2N}} \\ I_1^* &= \frac{I_1}{I_{1N}} & I_2^* &= \frac{I_2}{I_{2N}} \end{aligned}$$

原、副绕组阻抗的基值分别取 $z_{1N} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}$, $z_{2N} = \frac{U_{2N}}{I_{2N}}$, 相应的原、副绕组漏阻抗的标么值为

$$z_1^* = \frac{z_1}{z_{1N}} = \frac{I_{1N} z_1}{U_{1N}} \quad z_2^* = \frac{z_2}{z_{2N}} = \frac{I_{2N} z_2}{U_{2N}}$$

上式表明,阻抗的标么值等于额定电流在阻抗上产生的电压降的标么值。

由于标么值是两个具有相同单位的物理量之比,所以它没有单位,标么值乘上 100,便是百分值。

在计算标么值时应注意几点:

(1)在三相变压器中,实际值为相值,则基值也应为相值;实际值为线值,则基值也应为线值。在对称三相电路中,线值和相值的标么值是相等的,在交流电路里,最大值和有效值的标么值是相等的。

(2) 实际值与基值的单位必须一致, 如实际值单位 kV, 则基值单位也应为 kV。

(3) 基值虽然可以任意选取, 但电压 U 、电流 I 、阻抗 Z 和视在功率 S 基值之间必须满足欧姆定律和功率表达式。四个量中有两个量的基值可以任意选取, 其余两个量的基值可根据欧姆定律和功率表达式算出来。例如, 若选取电压基值 $U_J = U_N$, 电流基值 $I_J = I_N$, 则视在功率的基值为

$$S_J = U_J I_J = U_N I_N = S_N \quad (\text{单相})$$

$$S_J = \sqrt{3} U_N I_N = S_N \quad (\text{三相})$$

有功功率和无功率的基值 P_J, Q_J 选取与 S_J 相等。

阻抗的基值为

$$z_J = \frac{U_J}{I_J} = \frac{U_N}{I_N} = z_N \quad (\text{单相})$$

$$z_J = \frac{U_N}{\sqrt{3} I_N} \quad (\text{三相 } Y \text{ 接})$$

$$z_J = \frac{\sqrt{3} U_N}{I_N} \quad (\text{三相 } \Delta \text{ 接})$$

电阻和电抗的基值 r_J, x_J 选取与 z_J 相等。

(4) 归算值的基值, 应取被归算到所在边的基值。如

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

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

$$z_2^* = \frac{z_2}{z_{1N}} = \frac{I_{1N} z_2'}{U_{1N}}$$

采用标么值具有下列优点:

(1) 不论变压器的容量相差多大, 用标么值表示的参数及性能数据变化范围很小, 这就便于对不同容量的变压器进行比较。例如空载电流 I_0^* 约为 0.02~0.10; Z_k^* 约为 0.04~0.10。

(2) 采用标么值时, 原、副边各物理量不需要进行归算了。这是因为用标么值表示时, 归算值和未归算值相等。例如

$$r_2^* = \frac{I_{2N} r_2}{U_{2N}} = \frac{k I_{1N} r_2}{U_{1N}/k} = \frac{I_{1N} (k^2 r_2)}{U_{1N}} = \frac{I_{1N} r_2'}{U_{1N}} = r_2'^*$$

(3) 采用标么值后, 各物理量的数值简化了。例如各物理量额定值的标么值等于 1, 因此使计算更简便。同时, 采用标么值后, 某些物理量具有相同的数值, 例如短路阻抗 z_k 的标么值等于阻抗电压 U_k 的标么值, 因为相应地 $r_k^* = u_k^*$; $x_k^* = u_k^*$; $z_k^* = \frac{z_k}{z_N} = \frac{I_N z_k}{U_N} = u_k^*$ 。

其次, 由于换成标么值后, 并不改变相位, 只是缩小或扩大物理量, 因此可按标么值作相量图。但要注意 $\dot{U}_1^*$ 、 $\dot{E}_1^*$ 、 $\dot{E}_2^*$ 、 $\dot{U}_2^*$ 、 $j\dot{I}_1^* x_1^*$ 、 $\dot{I}_1^* r_1^*$ 、 $j\dot{I}_2^* x_2^*$ 和 $\dot{I}_2^* r_2^*$ 等都是电压量纲, 因此应该用同一电压基值, 作图时的比例尺应取得一样。

标么值的缺点是没有单位, 因而物理概念不明确, 于是失去了利用量纲关系来检查某些计算是否正确可能性。

$$= U_N I_N$$

例 2-1 一台单相变压器, $S_N = 20000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = \frac{220}{\sqrt{3}}/11 \text{ kV}$, 50 Hz 。参数 $r_1 = r'_2 = 3.22 \Omega$, $x_1 = x'_2 = 29.15 \Omega$, $r_m = 3040 \Omega$, $x_m = 32200 \Omega$, 负载阻抗 $Z_L = 4.6 + j3.45 \Omega$ 。试求当原边外施额定电压时, 副边的电流、电压和负载的功率因数。

解: 用“T”形等效电路求解。为便于计算, 采用标么值。

变比

$$k = \frac{U_{1N}}{U_{2N}} = \frac{220/\sqrt{3}}{11} = 11.547$$

原、副边额定电流:

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

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

各参数的标么值

$$r_1^* = r_2'^* = \frac{I_{1N} r_1}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 3.22}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.004$$

$$x_1^* = x_2'^* = \frac{I_{1N} x_1}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 29.15}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 0.036$$

$$r_m^* = \frac{I_{1N} r_m}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 3040}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 3.77$$

$$x_m^* = \frac{I_{1N} x_m}{U_{1N}} = \frac{157.46 \times 32200}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} = 39.9$$

$$R_L^* = \frac{I_{2N} R_L}{U_{2N}} = \frac{1818.2 \times 4.6}{11 \times 10^3} = 0.76$$

$$X_L^* = \frac{I_{2N} X_L}{U_{2N}} = \frac{1818.2 \times 3.45}{11 \times 10^3} = 0.57$$

根据“T”形等效电路, 可求出原边电流:

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

其中

$$\begin{aligned} Z_2^* &= Z_1^* + \frac{1}{\frac{1}{Z_m^*} + \frac{1}{Z_2^* + Z_L^*}} = Z_1^* + \frac{Z_m^* (Z_2^* + Z_L^*)}{Z_m^* + Z_2^* + Z_L^*} \\ &= 0.004 + j0.36 \\ &\quad + \frac{(3.77 + j39.9)(0.764 + j0.606)}{(3.77 + j39.9) + (0.004 + j0.036) + (0.76 + j0.57)} \\ &= 0.985 \angle 40.88^\circ \end{aligned}$$

故得

$$\dot{I}_1^* = \frac{\dot{U}_1^*}{Z_2^*} = \frac{1 \angle 0^\circ}{0.985 \angle 40.88^\circ} = 1.015 \angle -40.88^\circ$$

上式中令 $\dot{U}_1^*$ 为参考相量, 即 $\dot{U}_1^* = 1 \angle 0^\circ$.

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

故得

$$-\dot{E}_1^* = \dot{U}_1^* - \dot{I}_1^* Z_1^* = 1 \angle 0^\circ - 1.015 \angle -40.88^\circ \times (0.004 + j0.036) \\ = 0.973 \angle -1.47^\circ$$

又因

$$\dot{I}_2^* = \frac{\dot{E}_2^*}{Z_2^* + Z_L^*} = \frac{0.973 \angle -181.47^\circ}{(0.004 + j0.036) + (0.76 + j0.57)} \\ = 0.998 \angle -221.36^\circ$$

故得

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

副边电压

$$\dot{U}_2^* = \dot{I}_2^* Z_L^* = 0.998 \angle -221.36^\circ (0.76 + j0.57) = 0.948 \angle -184.5^\circ$$

$$U_2 = 0.948 U_{2N} = 0.948 \times 11 = 10.43 \text{ kV}$$

副边电压 $\dot{U}_2$ 和电流 $\dot{I}_2$ 的相角差为:

$$\varphi_2 = (-184.50) - (-221.36^\circ) = 36.86^\circ$$

故负载的功率因数为

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

例 2-2 一台单相变压器, $S_N = 20000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 220/\sqrt{3}/11 \text{ kV}$, 50 Hz , 绕组由铜线制成。在 15°C 时的空载和稳态短路试验数据如下:

试验名称	电 压 (kV)	电 流 (A)	功 率 (kW)	备 注
空 载	11	45.5	47	电压加在低压边
短 路	9.24	157.5	129	电压加在高压边

设归算到同一边后高、低压绕组的电阻和漏抗分别相等。

试求:

(1) “T”形等效电路中的各参数;

(2) 阻抗电压及各分量。

解:

(1) 原、副边额定电流为

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

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

变比:

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

由空载试验数据, 可算出归算到高压边的激磁参数为

$$x_m = k^2 \frac{U_0}{I_0} = 11.55^2 \times \frac{11 \times 10^3}{45.5} = 32300 \ \Omega$$

$$r_m = k^2 \frac{p_0}{I_0^2} = 11.55^2 \times \frac{47 \times 10^3}{45.5^2} = 3040 \quad \Omega$$

$$x_m = \sqrt{z_m^2 - r_m^2} = \sqrt{32300^2 - 3040^2} = 32200 \quad \Omega$$

由稳态短路试验数据可算出归算到高压边的短路参数为

$$\frac{I_1}{I_{1N}} = I_2^* \quad z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{9.24 \times 10^3}{157.46} = 58.7 \quad \Omega$$

$$r_k = \frac{p_k}{I_k^2} = \frac{129 \times 10^3}{157.46^2} = 5.2 \quad \Omega$$

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} = \sqrt{58.7^2 - 5.2^2} = 58.5 \quad \Omega$$

依题设有

$$r_1 = r'_2 = \frac{r_k}{2} = \frac{5.2}{2} = 2.6 \quad \Omega$$

$$x_1 = x'_2 = \frac{x_k}{2} = \frac{58.5}{2} = 29.25 \quad \Omega$$

$$z_1 = z'_2 = \frac{z_k}{2} = \frac{58.7}{2} = 29.35 \quad \Omega$$

换算到 75℃ 时各参数为

$$r_{1(75^\circ\text{C})} = r'_{2(75^\circ\text{C})} = 2.6 \frac{235 + 75}{235 + 15} = 3.22 \quad \Omega$$

$$r_{k(75^\circ\text{C})} = r_{1(75^\circ\text{C})} + r'_{2(75^\circ\text{C})} = 6.44 \quad \Omega$$

$$z_{k(75^\circ\text{C})} = \sqrt{r_{k(75^\circ\text{C})}^2 + x_k^2} = \sqrt{6.44^2 + 58.5^2} = 58.9 \quad \Omega$$

(2) 75℃ 时的阻抗电压及其分量为

$$u_k = \frac{I_{1N} z_{k(75^\circ\text{C})}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{157.46 \times 58.9}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} \times 100\% = 7.3(\%)$$

$$u_{kx} = \frac{I_{1N} x_k}{U_{2N}} \times 100\% = \frac{157.46 \times 58.5}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} \times 100\% = 7.25(\%)$$

$$u_{kr} = \frac{I_{1N} r_{k(75^\circ\text{C})}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{157.46 \times 6.46}{220 \times 10^3 / \sqrt{3}} \times 100 = 0.80(\%)$$

§ 2-6 变压器的运行性能

一、变压器的电压调整率(voltage regulation)

变压器负载后,由于变压器内部的漏阻抗压降,导致副边电压 U_2 与空载电压 U_{20} 不相等,通常用电压调整率来表示副边电压变化的程度。电压调整率是表征变压器运行性能的重要数据之一,它反映了变压器供电电压的稳定性。

所谓电压调整率是指:当原边接在额定频率和额定电压的电网上,空载时副边电压 U_{20} 与在给定负载功率因数下副边电压 U_2 的算术差,用副边额定电压的百分数表示的数值,即

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2N}} \times 100(\%) = \frac{U_{2N} - U_2}{U_{2N}} \times 100$$

$$= \frac{U_{1N} - U_2}{U_{1N}} \times 100(\%) \quad (2-28)$$

电压调整率 ΔU 与变压器的参数和负载性质有关,可用简化相量图求出。

图 2-23 是变压器的简化相量图。在 $-U_2$ 的延长线上作线段 $\overline{CP}$ 及其垂线 $\overline{AD}$, 则从图不难看出 $\angle BAD = \varphi_2$, 因此

$$\overline{CD} = \overline{CF} + \overline{FD} = \overline{CF} + \overline{BE} = I_1 r_k \cos \varphi_2 + I_1 x_k \sin \varphi_2$$

在一般变压器中, 由于 $\overline{AD} \ll \overline{OD}$, 故可近似认为 $\overline{OA} \approx \overline{OD}$, 或

$$U_{1N} \approx U_2 + \overline{CD}$$

于是

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{U_{1N} - U_2}{U_{1N}} \times 100(\%) = \frac{\overline{CD}}{U_{1N}} \times 100(\%) \\ &= \frac{I_1 r_k \cos \varphi_2 + I_1 x_k \sin \varphi_2}{U_{1N}} \\ &= \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \frac{I_{1N} r_k}{U_{1N}} \cos \varphi_2 + \frac{I_1}{I_{1N}} \frac{I_{1N} x_k}{U_{1N}} \sin \varphi_2 \right) \times 100(\%) \\ &= (\beta u_k \cos \varphi_2 + \beta u_k \sin \varphi_2) \times 100(\%) \end{aligned} \quad (2-29)$$

式中 $\beta = \frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{I_2}{I_{2N}}$ (忽略 I_0) 称为负载系数(或负荷系数)(load coefficient)。

如果考虑 OA 与 OD 的差别, 则可导出电压调整率为

$$\Delta U = (\beta u_k \cos \varphi_2 + \beta u_k \sin \varphi_2) + \frac{1}{2} (\beta u_k \cos \varphi_2 - \beta u_k \sin \varphi_2)^2 \quad (2-30)$$

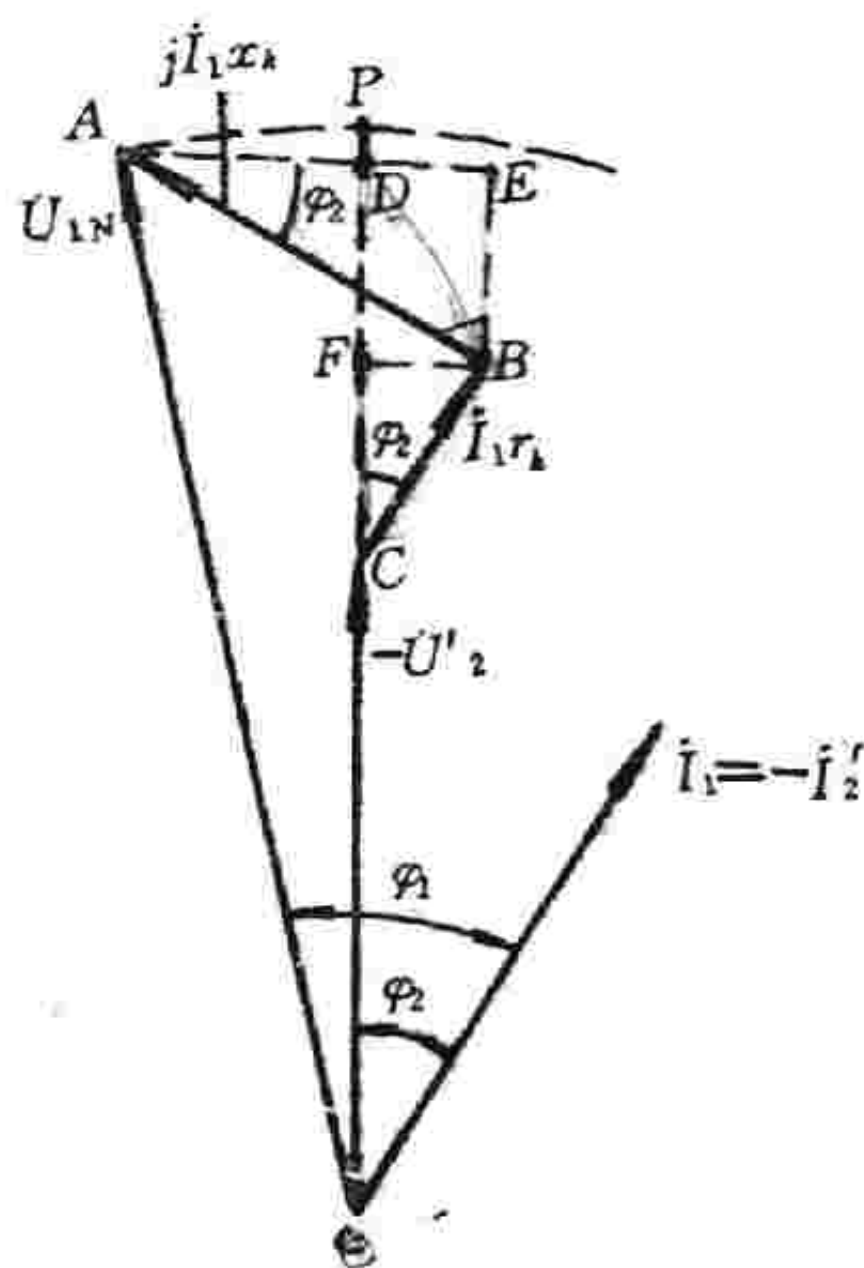


图 2-23 用简化相量图求 ΔU

式(2-29)说明,电压调整率随着负载电流的增加而正比增加,此外还与负载的功率因数有关。在实际变压器中, x_k 比 r_k 大很多倍,故在纯电阻负载时,电压调整率很小。在感性负载时,电压调整率为正值,若负载为容性, $\sin \varphi_2$ 为负值,在 $|x_k \sin \varphi_2| > r_k \cos \varphi_2$ 时,电压调整率将为负值,即负载时的副边电压反而比空载电压高。对于一般电力变压器,当负载的功率因数为 0.8(感性)时,额定负载的电压调整率约为 5% 左右,所以一般电力变压器的高压线圈均有 $\pm 5\%$ 的抽头,以便进行电压调节。

二、变压器的损耗与效率(loss & efficiency)

在能量传递过程中,变压器内部将同时产生损耗。变压器的损耗可分为负载损耗和铁耗两大类,每一类中又包括基本损耗和附加损耗(supplementary load loss)(又称杂散损耗)两部分。

基本负载损耗是指电流流过线圈时所产生的直流电阻损耗。附加负载损耗主要是指漏磁场引起的电流集肤效应,使有效电阻和铜耗增大的这部分损耗,以及漏磁场在结构部件中引起的涡流损耗等。附加负载损耗很难准确计算,一般是把直流电阻乘上一个增大系数(约为 1.005~1.05)的办法把它考虑进去。负载损耗与负载电流的平方成正比,即 $p_m \propto I^2$, 因而负载损耗又称为可变损耗。

基本铁耗是变压器铁心中的磁滞、涡流损耗。附加铁耗包括叠片间由于绝缘损伤所引起的局部涡流损耗、主磁通在结构部件中引起的涡流损耗以及高压变压器中的介质损耗等。附加铁

耗也难于计算,一般取为基本铁耗的 15~20%。铁耗近似正比于 B_m^2 ,在已制成的变压器中近似正比于 U_1^2 。由于变压器的原边电压一般保持为 $U_1=U_{1N}$,故铁耗又称为不变损耗。

已知变压器的输出功率和损耗,即可求出输入功率 P_1 为

$$P_1 = P_2 + \sum p = P_2 + p_{fe} + p_{cu}$$

输出功率和输入功率之比就是效率,即

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\%$$

由于变压器效率很高,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。这是因为 P_1 和 P_2 相差很小,测量仪表的误差很可能超过这一差值。另外,对大型变压器也很难找到相应的大容量负载来进行试验。故工程中常用间接法来计算效率。所谓间接法就是通过空载试验和稳态短路试验求出变压器的铁耗和负载损耗,然后按下式计算。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \left(\frac{P_1 - \sum p}{P_1} \right) \times 100\% = \left(1 - \frac{\sum p}{P_2 + \sum p} \right) \times 100\% \\ &= \left(1 - \frac{p_{fe} + p_{cu}}{P_2 + p_{fe} + p_{cu}} \right) \times 100\% \end{aligned}$$

为了简便起见,计算时作一些假定:

(1) 计算 P_2 时,忽略负载时 U_2 的变化。即认为

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \approx U_{2N} I_{2N} \left(\frac{I_2}{I_{2N}} \right) \cos \varphi_2 = \beta S_N \cos \varphi_2$$

式中 $\beta = \frac{I_2}{I_{2N}}$ 为负载系数。

(2) 认为负载时的铁耗等于额定电压下的空载损耗 p_0 ,即认为从空载到负载,主磁通基本不变。而且忽略了空载铜耗的影响,即

$$p_{fe} \approx p_0 = \text{常数}$$

(3) 认为额定负载时的负载损耗等于额定电流时的短路损耗 p_{KN} 。短路试验时,外施电压很低,故铁心磁密很小,铁耗可忽略不计,因此短路损耗主要是负载损耗。这样可得

$$p_{cu} = I_1^2 r_A = \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2 I_{1N}^2 r_A = \beta^2 p_{KN}$$

式中 $\beta = \frac{I_2}{I_{2N}} = \frac{I_1}{I_{1N}}$ 。于是效率公式可写成

$$\eta = \left(1 - \frac{p_0 + \beta^2 p_{KN}}{\beta S_N \cos \varphi_2 + p_0 + \beta^2 p_{KN}} \right) \times 100\% \quad (2-31)$$

式(2-31)说明,在一定性质的负载($\cos \varphi_2$ 为常值)下,效率随负载系数而变化。取不同的负载系数代入,可得 $\eta=f(\beta)$ 曲线,称为效率特性,如图 2-24 所示。空载时输出功率为零,所以 $\eta=0$ 。负载小时,空载损耗 p_0 占输入功率的百分数较大,所以效率很低。负载增加时, P_2 增加, η 上升,当超过某一负载时,与 β^2 成正比的负载损耗增加很快,所以,效率反而下降。这样,效率有一最大值 η_{max} 。为了求出最大效率,将式(2-31)对 β 取一阶导数,并使之为零,即

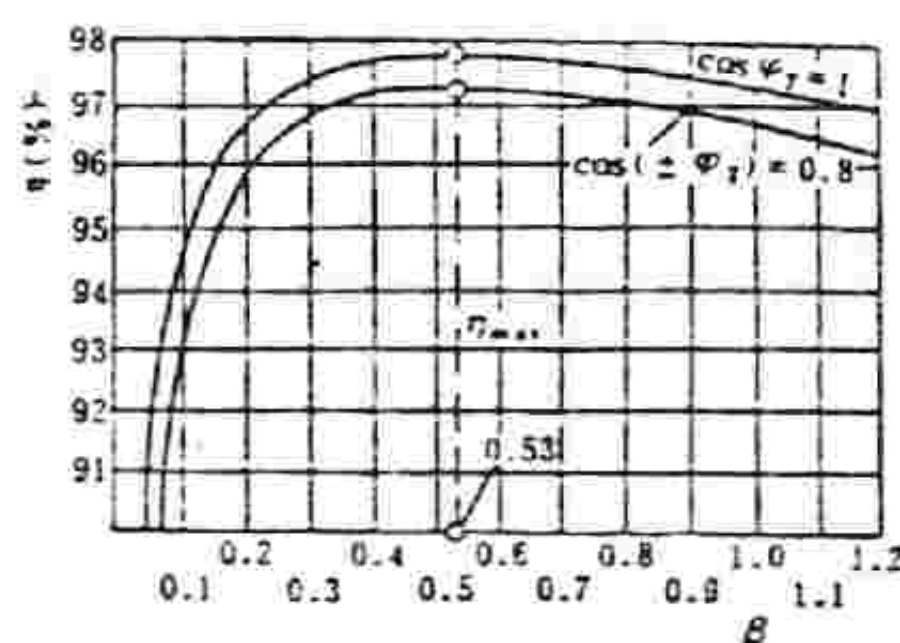


图 2-24 变压器的效率曲线

$$\frac{d\eta}{d\beta} = 0$$

即可求出产生最大效率的条件为:

$$p_0 = \beta^2 p_{KN}$$

或

$$\beta = \sqrt{\frac{p_0}{p_{KN}}} \quad (2-32)$$

上式说明,当不变损耗等于可变损耗时,变压器的效率达到最大值,以此 β 值代入式(2-31),即可求得最大效率

$$\eta_{\max} = \left[1 - \frac{2p_0}{\sqrt{\frac{p_0}{p_{KN}}} S_N \cos \varphi_2 + 2p_0} \right] \times 100(\%) \quad (2-33)$$

由于变压器经常接在线路上,铁耗总是存在的,负载损耗则随负载(季节、时间)的变化而变化,故铁耗小些对全年的平均效率有利。一般变压器的 $\frac{p_0}{p_{KN}} \approx (\frac{1}{4} \sim \frac{1}{3})$ 范围内,故最大效率大体发生在 $\beta = 0.5 \sim 0.6$ 左右。

例 2-3 试用例 2-2 的数据,计算变压器的额定效率和额定负载电压调整率。负载的功率因数设为 0.8(滞后)。

解:从例 2-2 可知:

$$p_0 = 47 \text{ kW}$$

$$p_{KN} = 129 \text{ kW}$$

额定负载时, $\beta = 1$

$$\begin{aligned} \eta &= \left(1 - \frac{p_0 + p_{KN}}{S_N \cos \varphi_2 + p_0 + p_{KN}} \right) \times 100\% \\ &= \left(1 - \frac{47 + 129}{20000 \times 0.8 + 47 + 129} \right) \times 100\% \\ &= 98.81\% \end{aligned}$$

由例 2-2 计算出:

$$u_{kr} = 0.8$$

$$u_{kx} = 7.25$$

代入式(2-29)得:

$$\begin{aligned} \Delta U &= (u_{kr} \cos \varphi_2 + u_{kx} \sin \varphi_2) \\ &= (0.8 \times 0.8 + 7.25 \times 0.6)(\%) \\ &= 4.99(\%) \end{aligned}$$

小 结

根据变压器内部磁场的实际分布情况和所起的作用不同,把磁通分成主磁通和漏磁通两部分。主磁通沿铁心闭合,在原、副线圈内感应电动势 E_1 和 E_2 ,起传递电磁功率的媒介作用;漏磁通通过非磁性材料闭合,只起电抗压降作用,而不直接参与能量传递。在变压器中主要存在电动势平衡和磁动势平衡两个基本电磁关系,负载变化对原边的影响就是通过副边磁动势

F_2 起作用的。

在变压器中,既有电路问题,又有磁路问题,而且磁路和电路之间以及原边电路和副边电路之间又有磁的联系。为了把磁场的问题转化成电路问题,引入了电路参数——激磁阻抗 Z_m 、漏电抗 x_1 和 x_2 ,再经过归算,变压器中的电磁关系就可以用一个原、副边之间有电流联系的等效电路来代替。

分析变压器内部的电磁关系可采用三种方法:基本方程式,等效电路和相量图。基本方程式是电磁关系的一种数学表达形式,相量图是基本方程式的一种图形表示法,而等效电路是从基本方程式出发用电路来模拟实际变压器,因此,三者完全一致,知道了其中一种就可以推导出其他两种。由于解基本方程式组比较复杂,因此在实际工作中,如作定性分析可采用相量图,如作定量计算,则采用等效电路,特别是简化等效电路比较方便。

无论列基本方程式、画相量图和等效电路,都必须首先规定各物理量的正方向。正方向规定得不同,方程式中各物理量的符号和相量图中各相量方向也不同。

激磁电抗 x_m 和漏电抗 x_1 和 x_2 是变压器的重要参数,电路中的每一个电抗都与磁场中的一个磁通相对应。 x_m 对应于主磁通, x_1 和 x_2 则分别对应于原、副绕组的漏磁通,由于主磁通沿铁心闭合,受磁路饱和的影响,故参数 x_m 不是常数。漏磁通主要通过非磁性物质闭合,基本上不受铁心饱和的影响,所以 x_1 和 x_2 基本上是常数。

电压调整率 ΔU 和效率 η 是变压器的主要性能指标。 ΔU 的大小表明了变压器运行时副边电压的稳定性,效率 η 则表明运行的经济性。参数对 ΔU 和 η 有很大的影响,对已制成的变压器,参数可以通过试验测出。从电压调整率的观点看,希望短路阻抗 $|z_s|$ 小些,但 $|z_s|$ 过小,变压器短路电流过大,短路电磁力亦大,因此国家标准对各种容量变压器的 $|Z_s|$ 都作了规定。一般讲,容量愈大,电压愈高,短路阻抗 $|z_s|$ 亦愈大。

本章阐述的原理,对三相变压器对称运行同样适用,只是研究其中的一相而已。

第一章至第二章 自测题

一、填空题(每格 1 分,共 25 分)

1. 变压器的主磁通沿 铁心 闭合,它起 能量传递 作用;漏磁通主要通过 非磁性材料 闭合,它起 电压降 作用。
2. 一台接到电源频率恒定的变压器,在忽略漏阻抗压降情况下,其主磁通的大小决定于 所加电压 的大小,而与磁路的 性能、尺寸 无关,而且与激磁电流成 非线性(饱和) 关系。
3. 变压器所用铁心材料的导磁性能愈好,则激磁电抗愈 小,激磁电流愈 大;磁路的饱和程度愈高,则激磁电抗愈 小,激磁电流愈 大。
4. 一台 220/110V 变压器,当原边加 220V,副边开路时, $I_0 = 0.6A$;当副边加 110V,而原边开路时, $I_0 =$ 1/2 A 。
5. 一台单相变压器,已知 $U_1 = 10kV$, $I_{1N} = 100A$, $u_k = 5\%$,在额定电压下的稳态短路电流为 200 A 。
6. 变压器的电压调整率与 短路阻抗、负载 及 功率因数 有关。当为

感性负载时, 副边电压一定比空载电压 低; 当为容性负载时, 只有当 容性负载的感抗大于变压器的漏感 时, 副边电压才比空载电压高。

7. 一台变压器从低压边做空载试验测出的激磁阻抗是从高压边做空载试验测出的激磁阻抗的 1/25 倍。它们的标么值是 相等 的(填入相等或不等)。

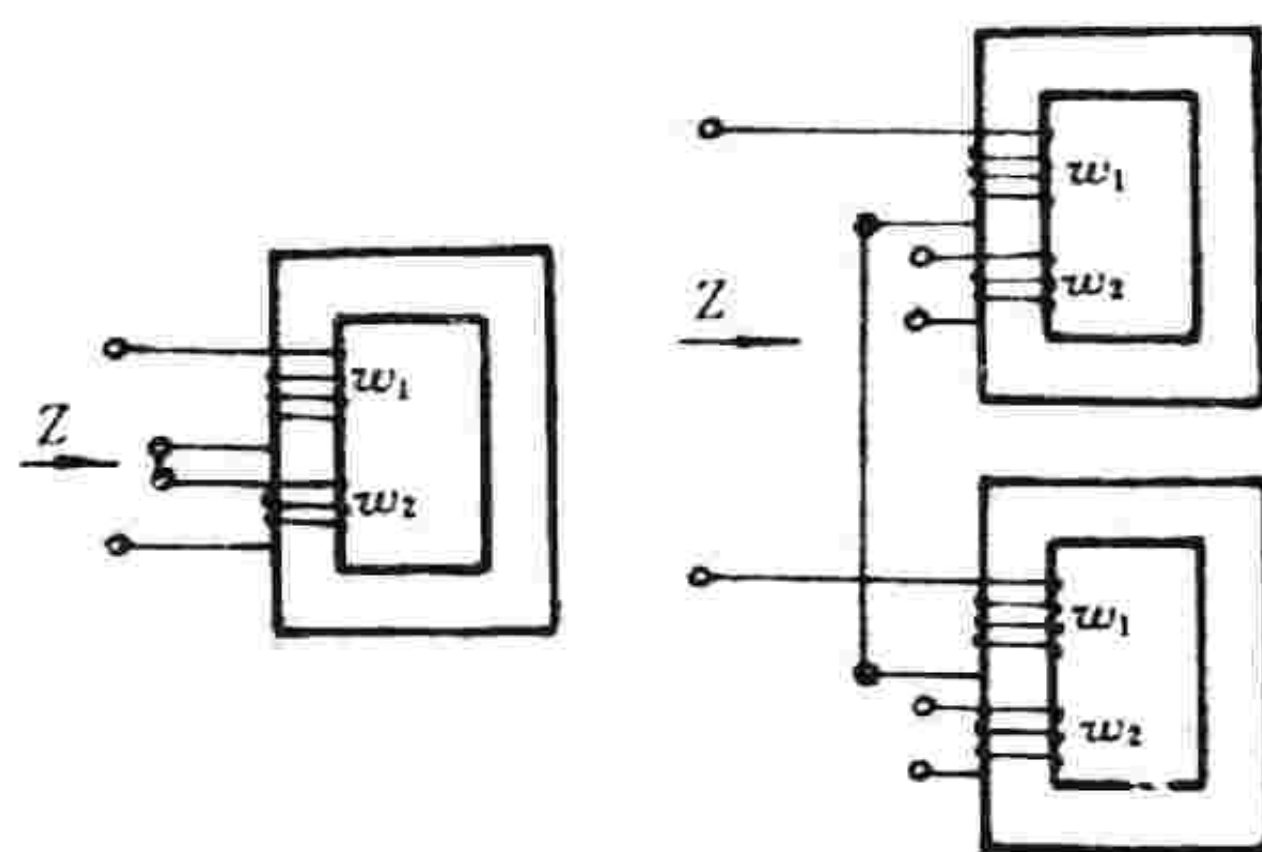
8. 电力变压器从空载到满载, 它的铁心损耗 不变 (填入是否改变), 这是由于 铁心损耗与负载无关。

9. 一台调压变压器高压侧为 $(1 \pm 5\%)w_1$, 该变压器做降压运行, 当负载增加时使副边电压不致过低, 则抽头应倒向 高电压 侧; 当原边电压降低而副边负载不变时, 为使副边电压不致过低, 则抽头应倒向 高电压 侧。

10. 为了得到正弦感应电动势, 当铁心饱和时, 单相变压器的激磁电流为 正弦波 波形。

二、试作出变压器的“T”形等效电路和它对应的相量图, 其负载为容性。(20 分)

三、已知两台相同的变压器, $k=2$, 从高压边看的激磁电抗为 x_m , 试求出下列两种情况的输入阻抗。(忽略漏阻抗、铁耗和饱和的影响)(20 分)



题三附图

四、三相铝线电力变压器 $SJL_1 1250kVA$, $U_{1N}/U_{2N}=10/0.4kV$, 原、副边均接成星形, 空载和稳态短路试验数据如下:

(室温为 $23^\circ C$)

试验名称	电压(V)	电流(A)	功率(W)	电压加在
空 载	400	25.2	2405	低压边
短 路	440	72.17	13590	高压边

试求:

- (1) 变压器的参数(标么值)、短路电压及其分量; (15 分)
- (2) 额定负载且 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后)时的电压调整率和副边电压; (10 分)
- (3) 额定负载且 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后)时的效率。 (10 分)

第三章 三相变压器

本章重点内容: 1. 了解三相变压器两种磁路系统的特点。

2. 掌握三相变压器联结组别的判别方法。

3. 掌握三相变压器相电动势、空载电流和磁通的波形与绕组的联结方式和三相磁路系统的关系。

4. 掌握三相变压器正序、负序和零序阻抗的意义; 了解用对称分量法分析计算三相变压器的不对称问题。

目前各国电力系统均采用三相制, 故使用得最广的是三相变压器。从运行原理上看, 三相变压器在对称负载下运行时, 各相的电压、电流大小相等, 相位互差 120° , 故可以取三相中的任一相来研究, 即三相问题可以简化成单相问题。因此, 第二章中所列的基本方程式、等效电路、相量图和性能计算公式等, 对于三相变压器仍然适用。本章将研究三相变压器的几个特殊问题。即磁路系统、联结组、电动势和空载电流及磁通波形, 以及不对称运行等问题。

§ 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有关两类。

一、三相变压器组 (bank type three phase transformer)

三相变压器组是由三台单相变压器组成的, 如图 3-1 所示。由于各相的磁通沿各自的磁路闭合, 彼此毫无联系, 所以三相变压器组的磁路系统属于彼此无关的一种。当原边加上三相对称电压时, 三相主磁通 Φ_A 、 Φ_B 、 Φ_C 也是对称的, 因此, 三相空载电流也是对称的。

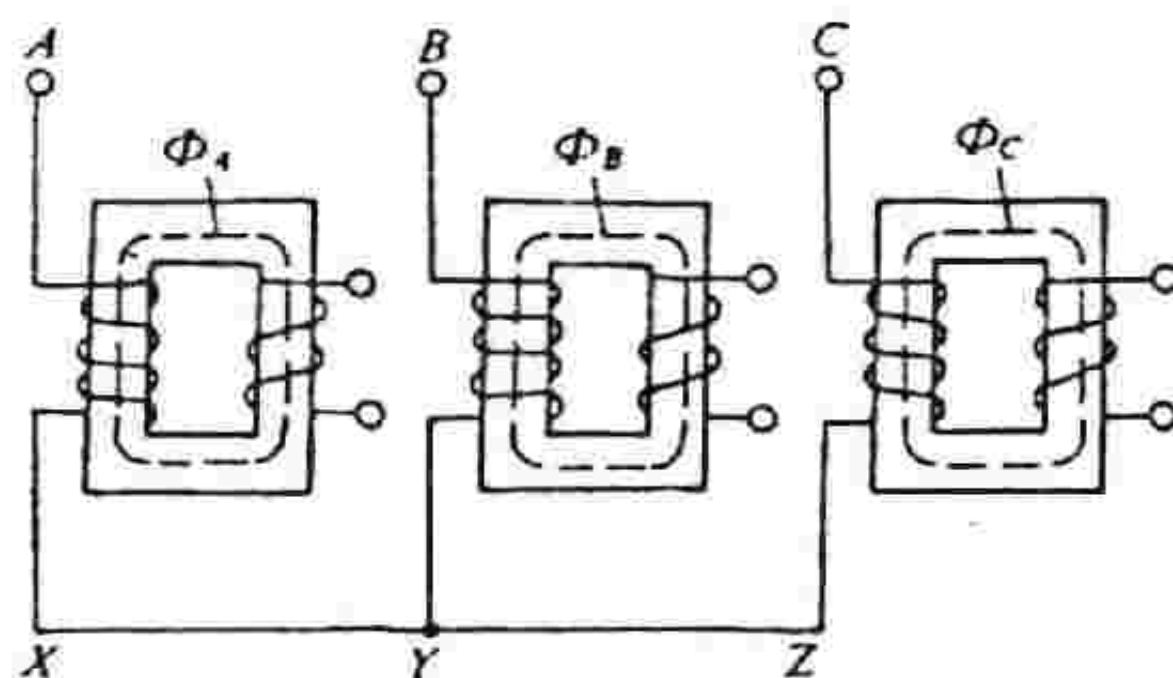


图 3-1 三相变压器组的磁路系统

二、三相心式变压器 (core type three phase transformer)

三相心式变压器的各相磁路彼此相关, 如图 3-2(d) 所示。这种铁心结构是从三台单相变压器 (图 3-2(a)) 演变过来的。如果把三台单相变压器的铁心按图 3-2(b) 的样子靠在一起, 当

三相绕组外施对称三相电压时,由于三相主磁通是对称的,中间铁心柱内的磁通应为

$$\dot{\Phi}_A + \dot{\Phi}_B + \dot{\Phi}_C = 0 \tag{3-1}$$

这和负载对称时三相电路中线电流等于零一样,因此可将中间铁心柱省掉,变为图 3-2(c)的样子。这样对三相磁路不会产生任何影响。

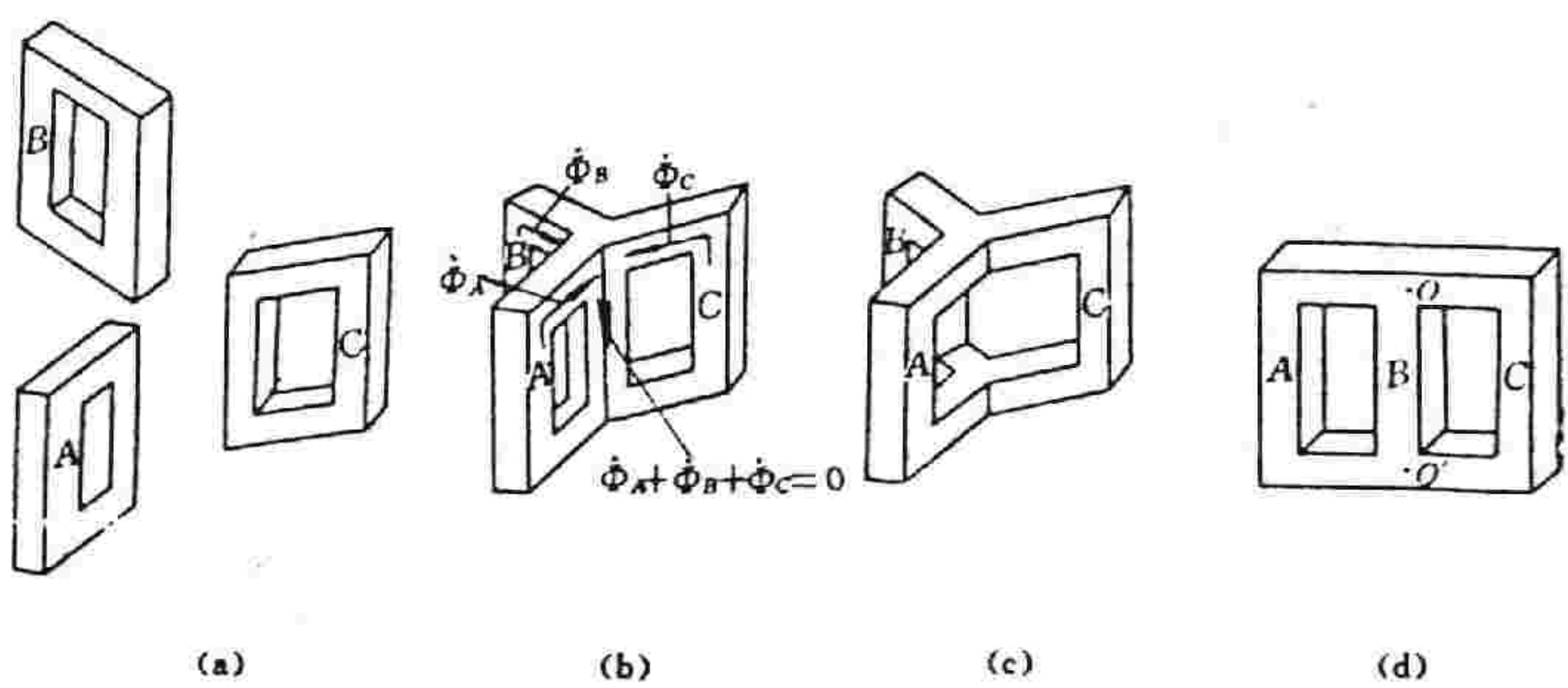


图 3-2 三相心式变压器的磁路系统

为了使结构简单和节省硅钢片,将三相铁心布置在同一平面内,如图 3-2(d)所示,这就是现在常用的三相心式变压器的铁心。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。在这种磁路结构中,三相磁路长度不相等,中间 B 相最短,两边 A、C 相较长,所以三相磁阻不相等。当外施三相对称电压时,三相空载电流不相等, B 相最小, A、C 两相大些。但由于变压器的空载电流很小,它的不对称对变压器负载运行影响极小,可略去不计。

现在用得较多的是三相心式变压器,它具有消耗材料少、价格便宜、占地面积小、维护简单等优点。但在大容量的巨型变压器中以及运输条件受限制的地方,为了便于运输及减少备用容量,往往采用三相变压器组。

§ 3-2 三相变压器的电路系统 ——绕组的联结和联结组

三相变压器的电路系统是由三相绕组联结组成的。不同的联结方式,以及绕组的绕向和标记不同,会影响到原、副边线电动势的相位,根据变压器原、副边线电动势的相位关系,把变压器绕组的不同联结和标号分成不同的组合,称为联结组(connection symbol)。

在讨论三相变压器联结组之前,先讨论单相变压器的联结组问题,实际上,也就是讨论三相变压器一相的联结组问题。

一、单相变压器的联结组

单相变压器的原、副绕组链着同一个主磁通 Φ_m ,当主磁通交变时,在两个绕组所感应的电动势之间会有相对应的极性关系。即任一瞬间,一个绕组的某一端的电位为正时,另一绕组必有一个端点的电位也为正,这两个对应的端点称为同极性端或同名端。一般在对应的两端点旁

加一黑点“·”来表示。同名端可以这样来确定,即当电流都从同名端流入时,它们产生的磁通应该是方向一致的。

同名端确定以后,首、末端的标志就有两种不同的标法,一种是同名端标为首端(或末端);另一种是非同名端(或称异名端)标为首端(或末端)。单相变压器用 AX 代表高压绕组, ax 代表低压绕组,其中 A 、 a 分别代表对应绕组的首端, X 、 x 代表末端。

为了比较两个绕组感应电动势的相位,我们规定电动势的正方向为由末端指向首端。

若把高低压绕组的同名端都标为首端(或末端)如图 3-3(a)所示。这时原、副边感应电动势 $\dot{E}_{xA}$ 、 $\dot{E}_{xa}$ 同相位。为了形象地表示原、副边电动势的相位关系,采用所谓时钟表示法,就是把高压绕组的电动势相量看成时钟的长针,低压绕组的电动势相量看成短针,把长针指到 12 点不动,短针所指的时数作为联结组的标号。当 $\dot{E}_{xA}$ 、 $\dot{E}_{xa}$ 同相时,将高压边电动势 $\dot{E}_{xA}$ 作为长针,指向 12 点,则低压边电动势 $\dot{E}_{xa}$ 作为短针也指向 0 点,使用 $1,10$ 表示,其中 $1,1$ 表示高、低压边都是单相绕组, 0 表示 $\dot{E}_{xa}$ 与 $\dot{E}_{xA}$ 之间为同相位(钟时序数为 0)。

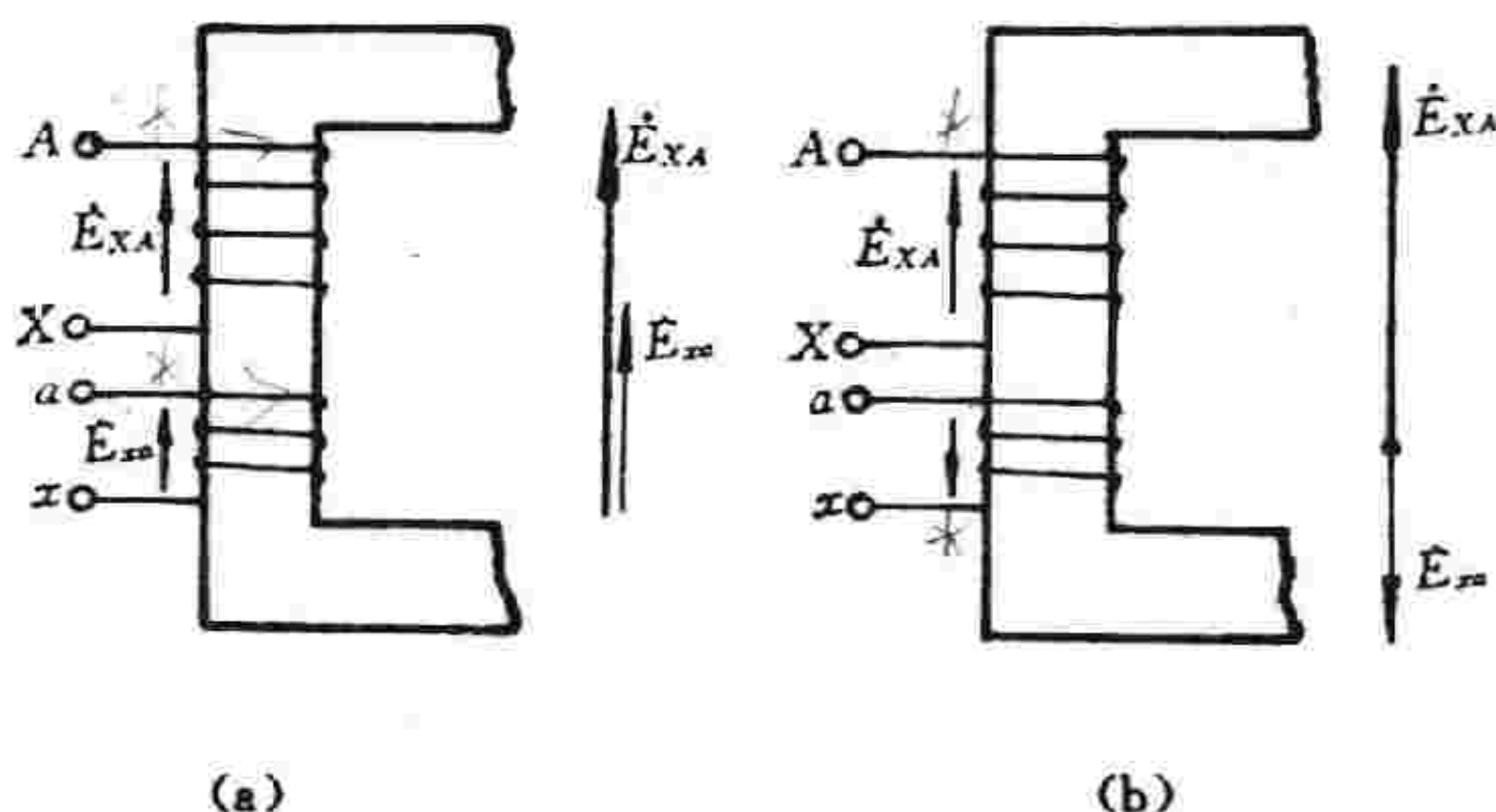


图 3-3 首末端的两种标法

另一种标法是把非同名端标为首端,如图 3-3(b)所示。采用这种标法时, $\dot{E}_{xA}$ 与 $\dot{E}_{xa}$ 反相位。当 $\dot{E}_{xA}$ 作为长针指向 12 点时, $\dot{E}_{xa}$ 作为短针指向 6 点,所以联结组号是 6,用 $1,16$ (钟时序数为 6) 表示。说明原、副边感应电动势相位差为 $30^\circ \times 6 = 180^\circ$ 。图 3-4 是原、副边绕组绕向相反的情况。图 3-4(a)标志为 $1,16$,图 3-4(b)标志为 $1,10$ 。

现行国家标准 GB1094-81 规定,单相变压器以 $1,10$ 作为标准联结组。

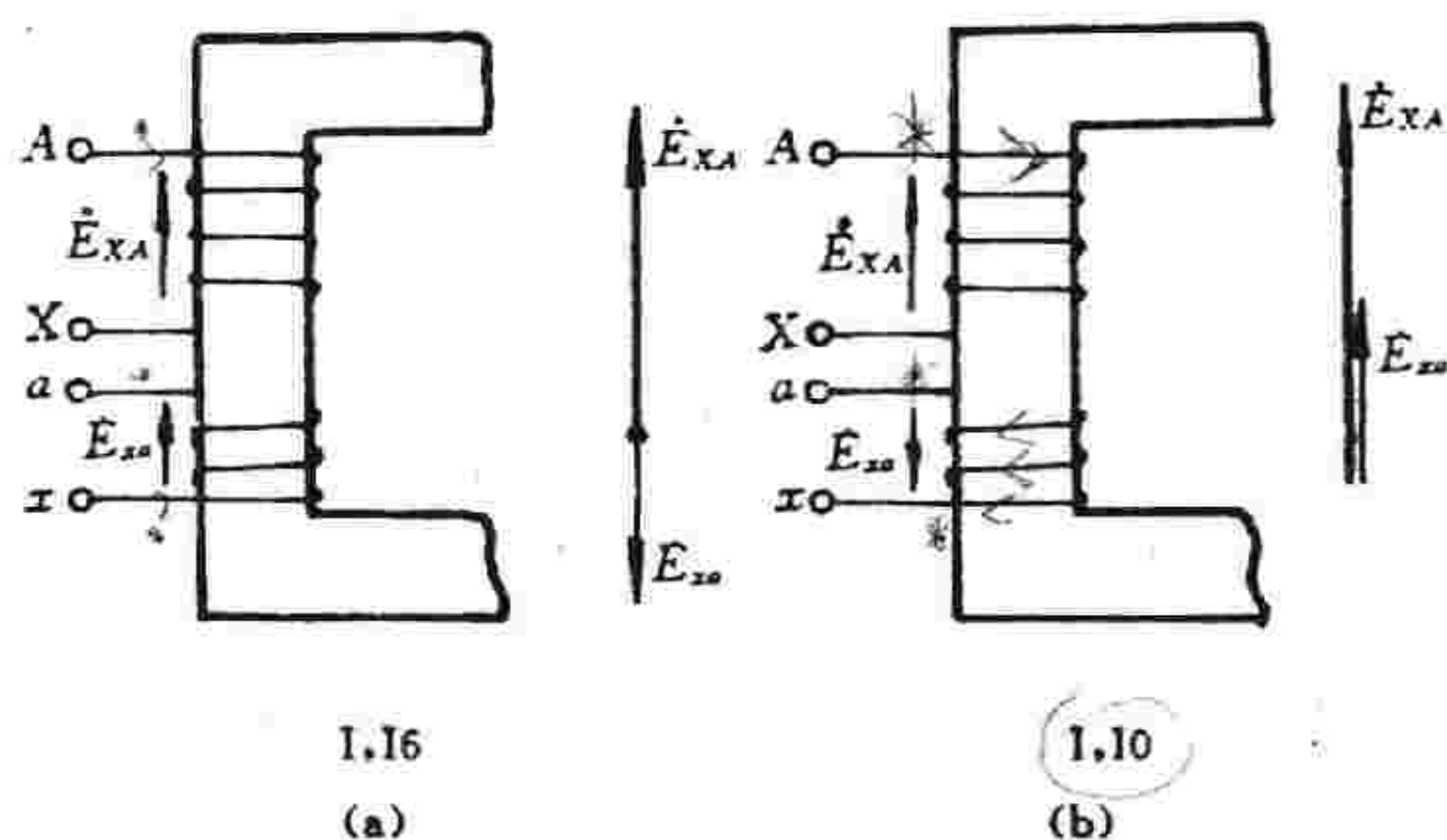


图 3-4 不同绕向的两种标志法

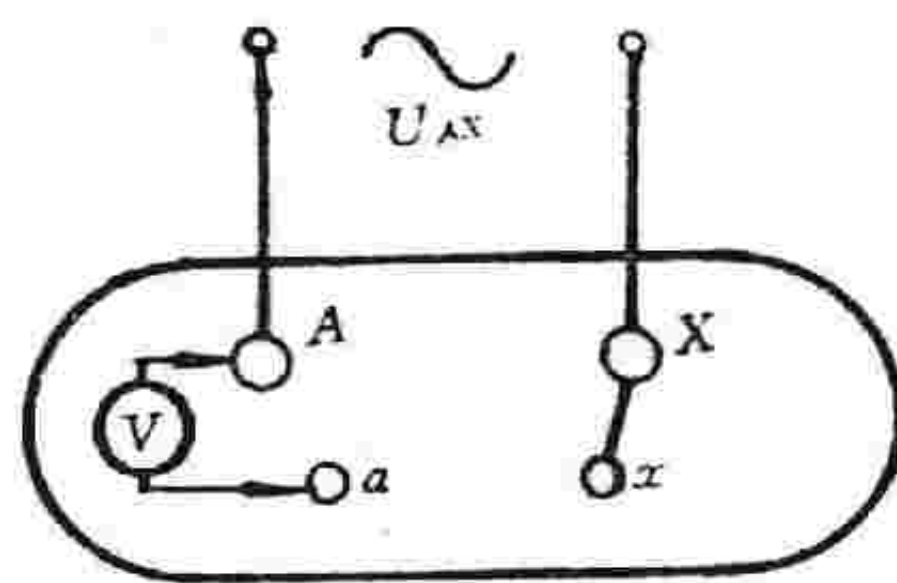


图 3-5 单相变压器极性试验

结论:(1)单相变压器的联结组与标号、绕向有关。

(2)凡是同名端都标为首端(或末端)的为 $1,10$,凡异名端标为首端(或末端)的为 $1,$

16。

对于一台已制好的单相变压器,可以用试验方法找出它的联结组别。按图 3-5 接线,联结 Xx ,在 AX 端加一低电压,测出 U_{Ax} 、 U_{AX} 和 U_{ax} ,若 $U_{Ax}=U_{AX}-U_{ax}$ 则为 I, I0, 称为减极性;若 $U_{Ax}=U_{AX}+U_{ax}$ 则为 I, I6, 称为加极性。

实际上,减极性和加极性是可以改变的。如一台加极性变压器只要改变副边标号即变为减极性变压器。

二、三相变压器的联结组

1. 三相绕组的联结

三相变压器绕组的首、末端标志如下:

A 、 B 、 C 代表高压绕组的三相首端;

X 、 Y 、 Z 代表高压绕组的三相末端;

a 、 b 、 c 代表低压绕组的三相首端;

x 、 y 、 z 代表低压绕组的三相末端;

O 、 o 分别是代表 $Y(y)$ 形接法高压和低压绕组的中性点。

在三相变压器中,不论高压绕组或低压绕组,我国主要采用星形联结和三角形联结两种。

把三相线圈的三个末端 X 、 Y 、 Z 联结在一起,而把它们的首端 A 、 B 、 C 引出来,便是星形联结(*star connection*),高压绕组用符号 Y 表示,低压绕组用符号“ y ”表示,如图 3-6(a) 表示,如果要求把中线引出来则分别用 YN 或 yn 表示。按图中电动势规定正方向,其三相电动势相量如图 3-6(b) 所示。

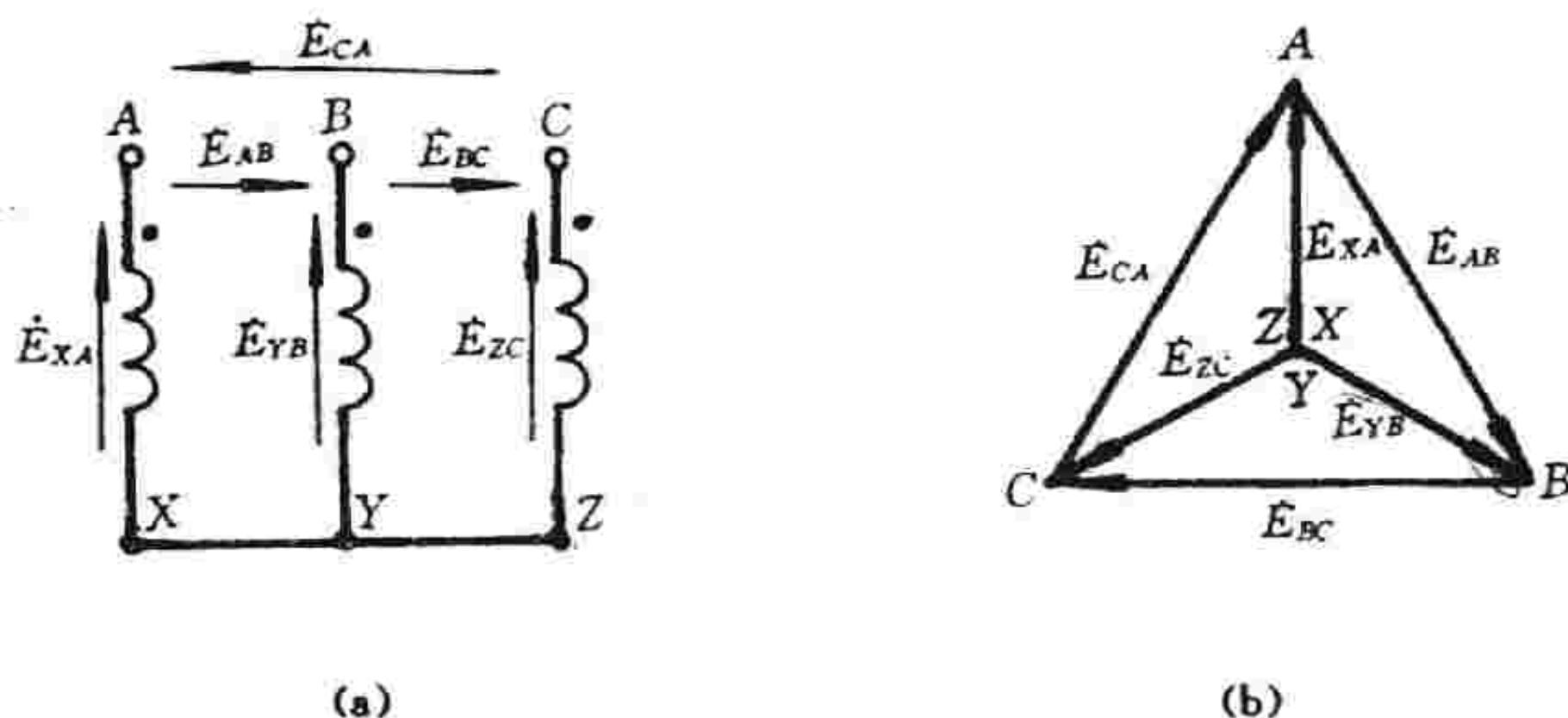


图 3-6 星形联结

把一相线圈的末端和一相线圈的首端连接在一起,顺次连成一闭合回路,如图 3-7(a) 所示,便是三角形联结(*delta connection*),高压绕组用符号“ D ”表示,低压绕组用符号 d 表示。三角形接法有两种联结法:一种是按 $A-Y$ 、 $B-Z$ 、 $C-X$ 顺序联结,由 A 、 B 、 C 引出,如图 3-7(a) 所示;另一种按 $A-Z$ 、 $B-X$ 、 $C-Y$ 顺序联结,由 A 、 B 、 C 引出,如图 3-7(b) 所示,旁边是它们的电动势相量图。

在对称三相系统中,当线圈为星形联结时,线电流等于相电流,而线电动势为相电动势的 $\sqrt{3}$ 倍。当线圈为三角形联结时,线电压等于相电压,而线电流为相电流的 $\sqrt{3}$ 倍。

如果把每一相线圈都分成两半,将一相线圈的上一半和另一相线圈的下一半反接串联,组成新的一相,再把 A_1 、 B_1 、 C_1 引出,将 A_2 、 B_2 、 C_2 联结在一起作为中点,如图 3-8 所示,称为 Z 形

联结或曲折联结(zigzag connection)。由它的相电动势星形图可见,每相电动势是半个线圈电动势的 $\sqrt{3}$ 倍,而用星形联结时相电动势是半个线圈电动势的2倍。所以,在相同材料消耗下,Z形联结的相电动势和额定容量都减少到只有星形联结时的 $\frac{\sqrt{3}}{2}=0.866$ 倍。因此除特殊情况外,不采用Z形联结。

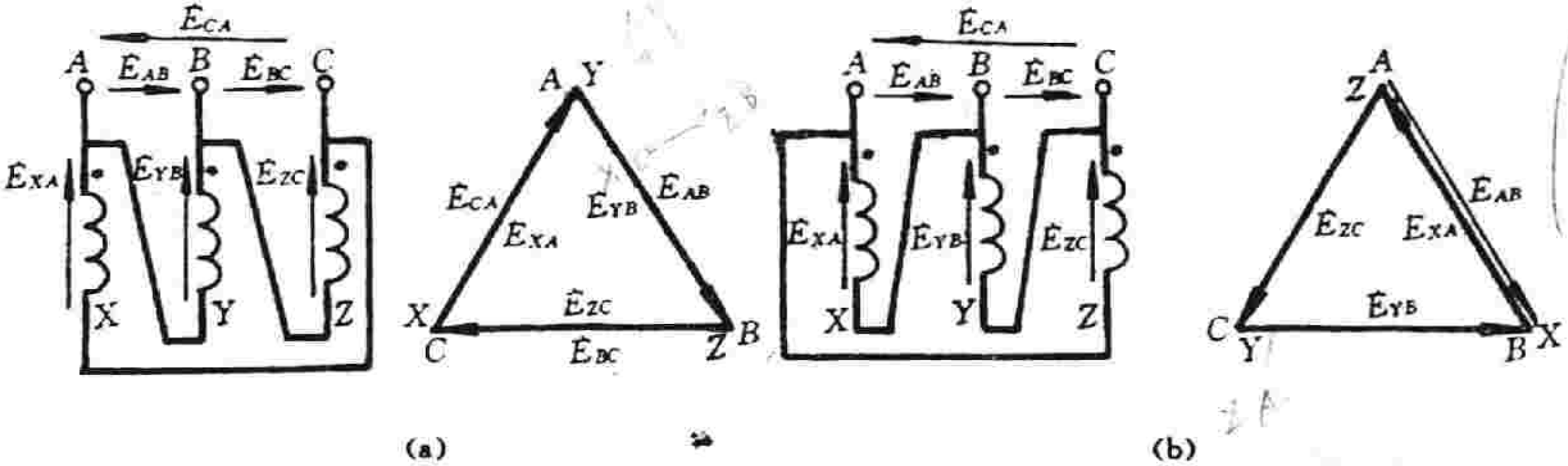


图 3-7 三角形联结

2. 三相变压器的联结组

三相变压器原、副绕组都可用星形联结或三角形联结。用星形联结时,中点可以出线,也可以不出线。这样一来,原、副绕组接法就有各种组合:如Y,y或Y,yn;Y,d或YN,d;D,y或D,yn;D,d等。

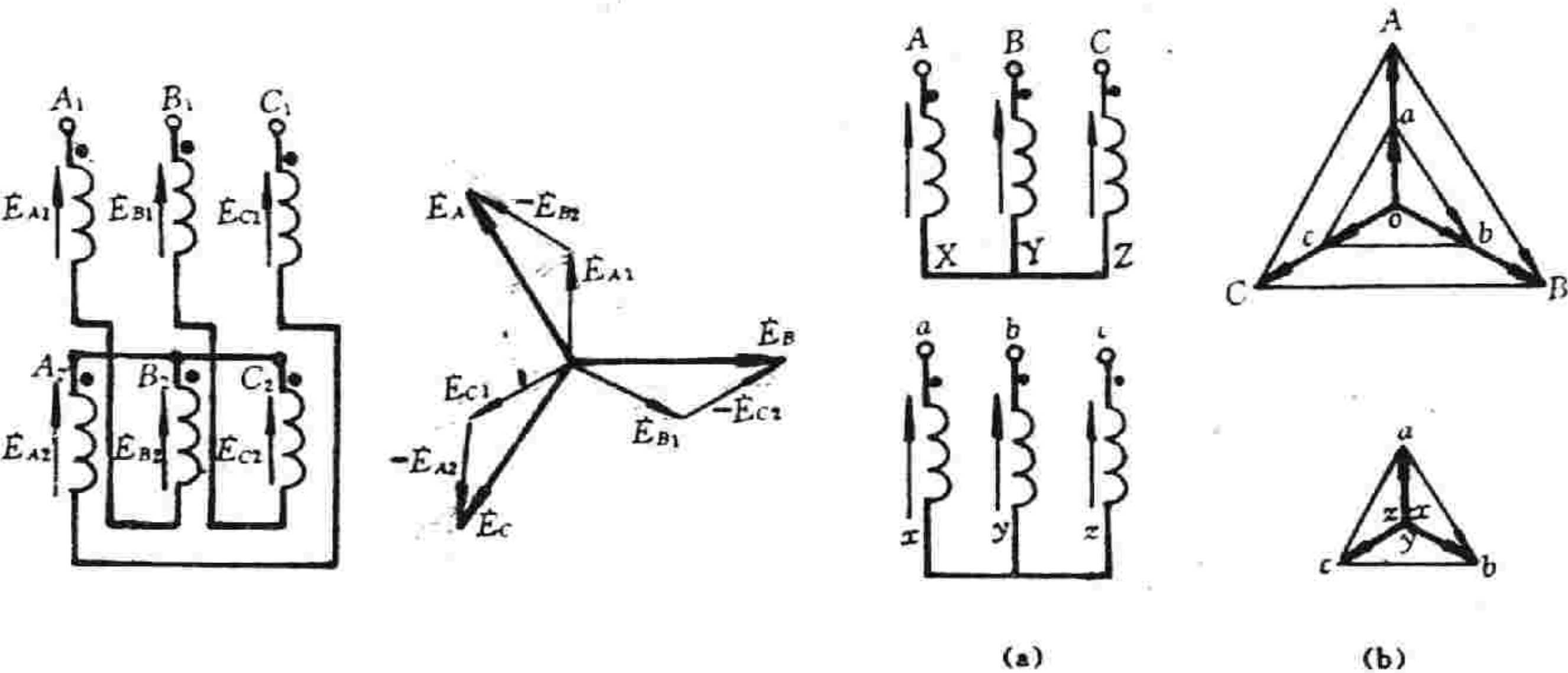


图 3-8 Z形联结

图 3-9 Y,Y0联结组

不同的联结方式以及不同的标志影响原、副边的线电动势相位,而两台或多台变压器并联运行时,各台变压器对应线电动势是否同相位是能否并联运行的条件之一,因此,必须研究各种联结和标志时绕组间的相位问题,即联结组问题。

绕组间的相位移可用“线电势三角形重心重合法”来确定。其方法是将低压边三相线电势位形图平移到高压边三相线电势位形图内,并使两个三角形的重心重合,然后以重心O到顶点A的线段OA作为时钟的长针,并指向12点。线段oa所指钟时序数即为联结组的标号。该标号即表示了绕组间的相对相位移。

(1)Y,y联结

①每相按 I, I0 标志。(即同名端都标为首端), 如图 3-9(a) 所示。确定其联结组的步骤如下: (见图 3-9(b))。

a) 作出高压边的三相对称电动势相量 $\dot{E}_{XA}$ 、 $\dot{E}_{YB}$ 、 $\dot{E}_{ZC}$ 。和线电动势相量位形图, 并使 $\overline{OA}$ 指向 12 点;

b) 按 I, I0 作出低压边电动势相量 $\dot{E}_{xa}$ 、 $\dot{E}_{yb}$ 、 $\dot{E}_{zc}$, 然后按低压边联结方式作出低压边电动势相量图。并作出线电动势相量位形图;

c) 将低压边电动势位形图平移到高压边电动势位形图内, 并使其重心重合;

d) 确定 $\overline{oa}$ 所指钟时序数为 0, 我们把这种接法和标志称为 Y, y0 联结组。

②每相按 I, I6 标志。(即异名端标为首端), 如图 3-10(a), 按上述步骤作出电动势相量位形图, 可知 $\overline{oa}$ 指向钟时序数为 6, 所以称为 Y, y6 联结组。

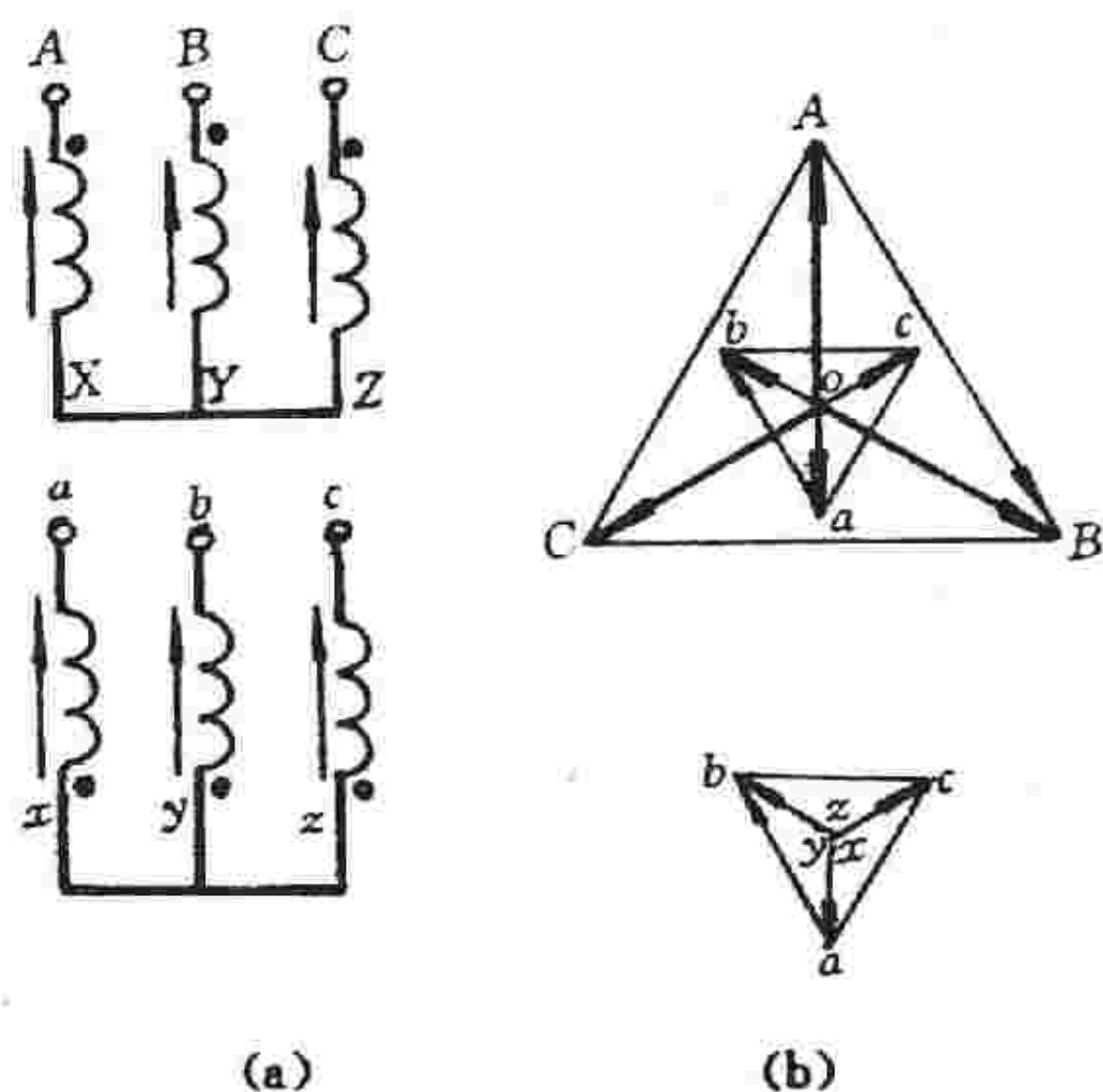


图 3-10 Y, y6 联结组

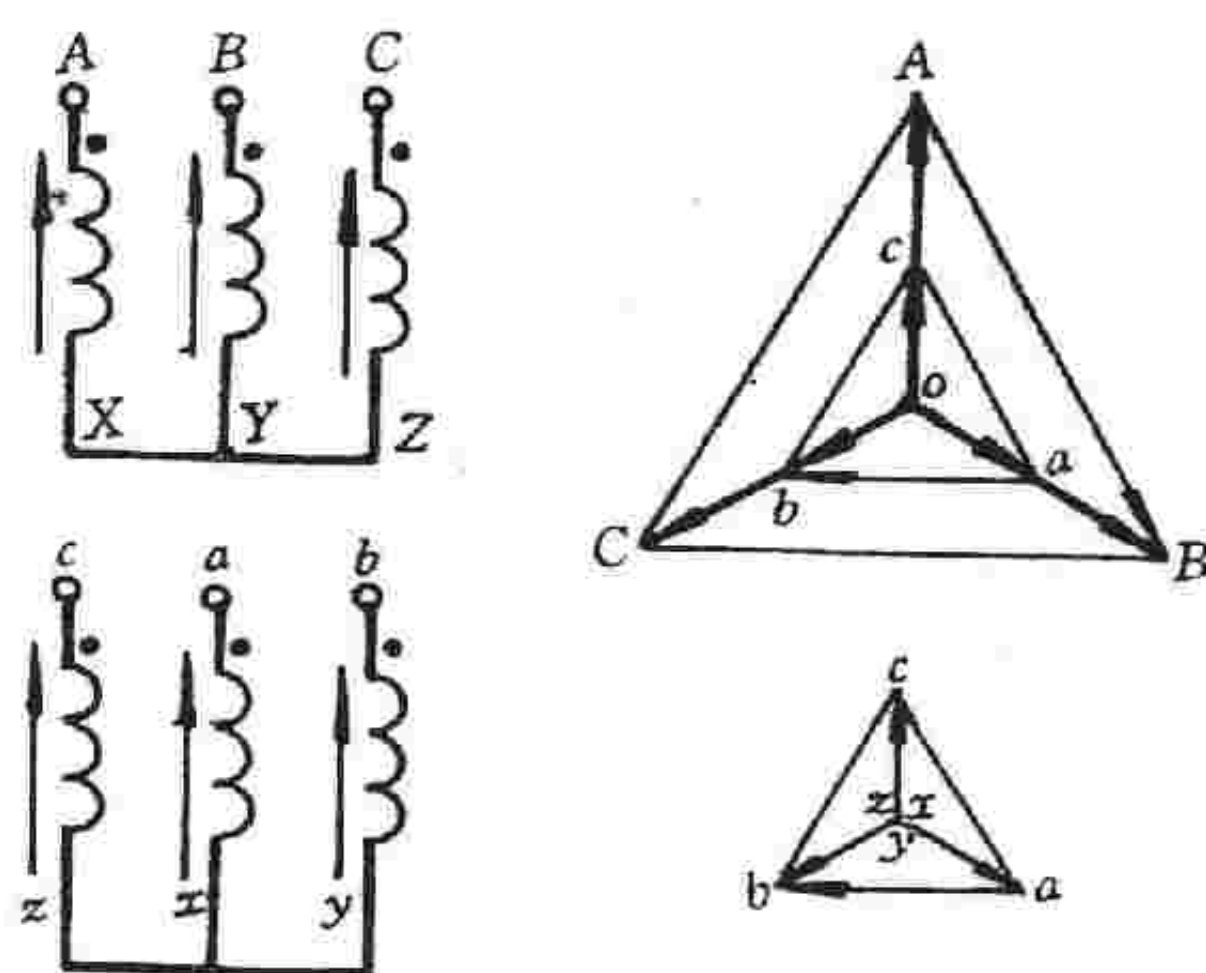


图 3-11 Y, y4 联结组

还可得到其他的联结组别。例如, 把 Y, y0 标志的副边标号顺移一个铁心柱, 即把原来的 b 相, 现标为 a 相; 把 c 相作为 b 相; 把 a 相作为 c 相。(如图 3-11 所示), 这就是说, 原边的 A 相绕组实际上和副边的 c 相绕组同套在一个铁心柱上, 按判断联结组的步骤作出相量图, 可知 $\overline{oa}$ 指向钟面的 4 点, 所以为 Y, y4 联结组。

用类似的方法, 可以得到 Y, y8, Y, y10 和 Y, y2 联结组, 总之, Y, y 联结方式, 可得到 0 和 2、4、6、8、10 偶数组号的六种联结组。

(2) Y, d 联结

如图 3-12 所示, 将高压边接成星形, 低压边接成三角形。若每相按 I, I0 标志, 用同样的方法作出电动势位形图。低压边电动势相量应按连接情况作成电动势三角形, 如图 3-12 中低压边按 a-y, b-z, c-x 联结, 因此相量图中 a 和 y, b 和 z, c 和 x 分别等电位。然后把低压边电动势位形图平移到高压边电动势位形图内, 并使其重心重合, 线段 $\overline{oa}$ 指在钟面的 11 点上, 因此是 Y, d11 联结组。

若每相按 I, I6 标志, 用同样的方法可得 Y, d5 联结组。如图 3-13 所示。

同理, 用改变标号的方法, 还可以得到 Y, d3, Y, d7, Y, d9, Y, d1 联结组, 总之 Y, d 联结可得 1、3、5、7、9、11 六种奇数联结组。

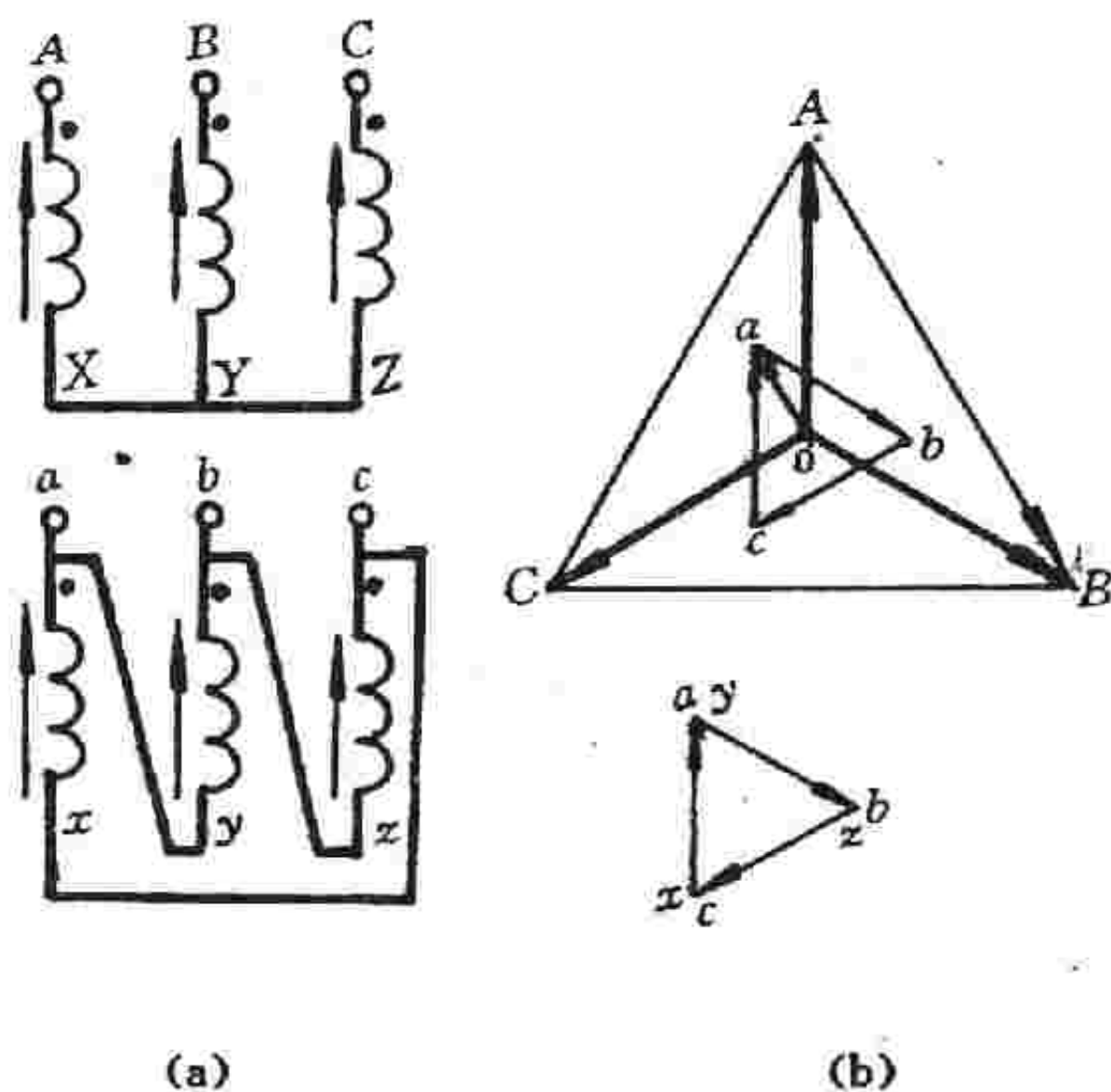


图 3-12 Y,d11 联结组

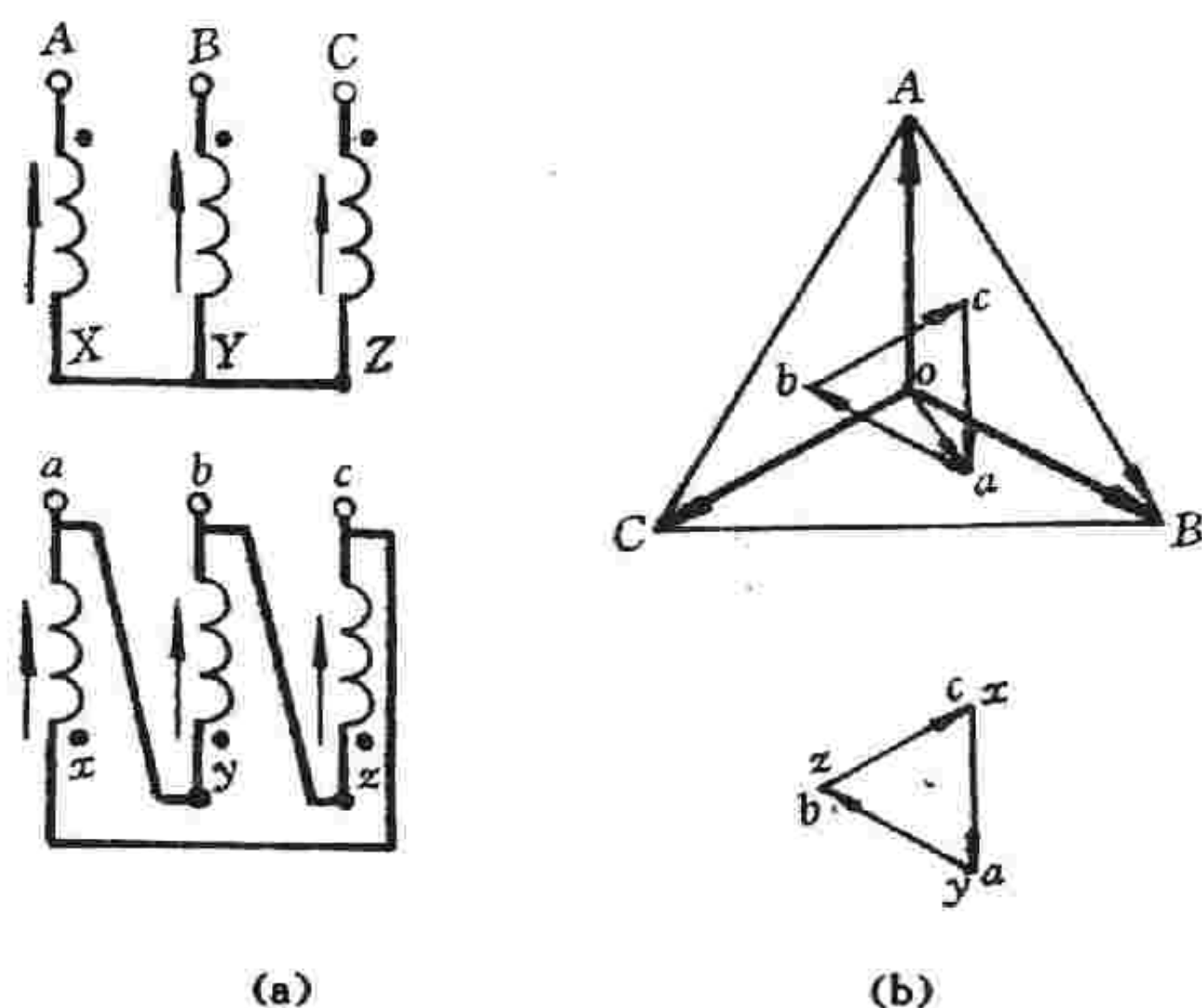


图 3-13 Y,d5 联结组

此外 D,d 联结可以得到与 Y,y 联结相同的联结组别, D,y 联结可以得到与 Y,d 联结相同的联结组别。

以上是已知三相绕组的联结, 用相量图判断它的联结组别。反过来, 也可根据相量图来作出三相绕组的联结, 以例说明如下:

已知一变压器的三相绕组如图 3-14(a), 试画出 Y,y3 的绕组连接图。其步骤为: (参看图 3-14(b)、(c))

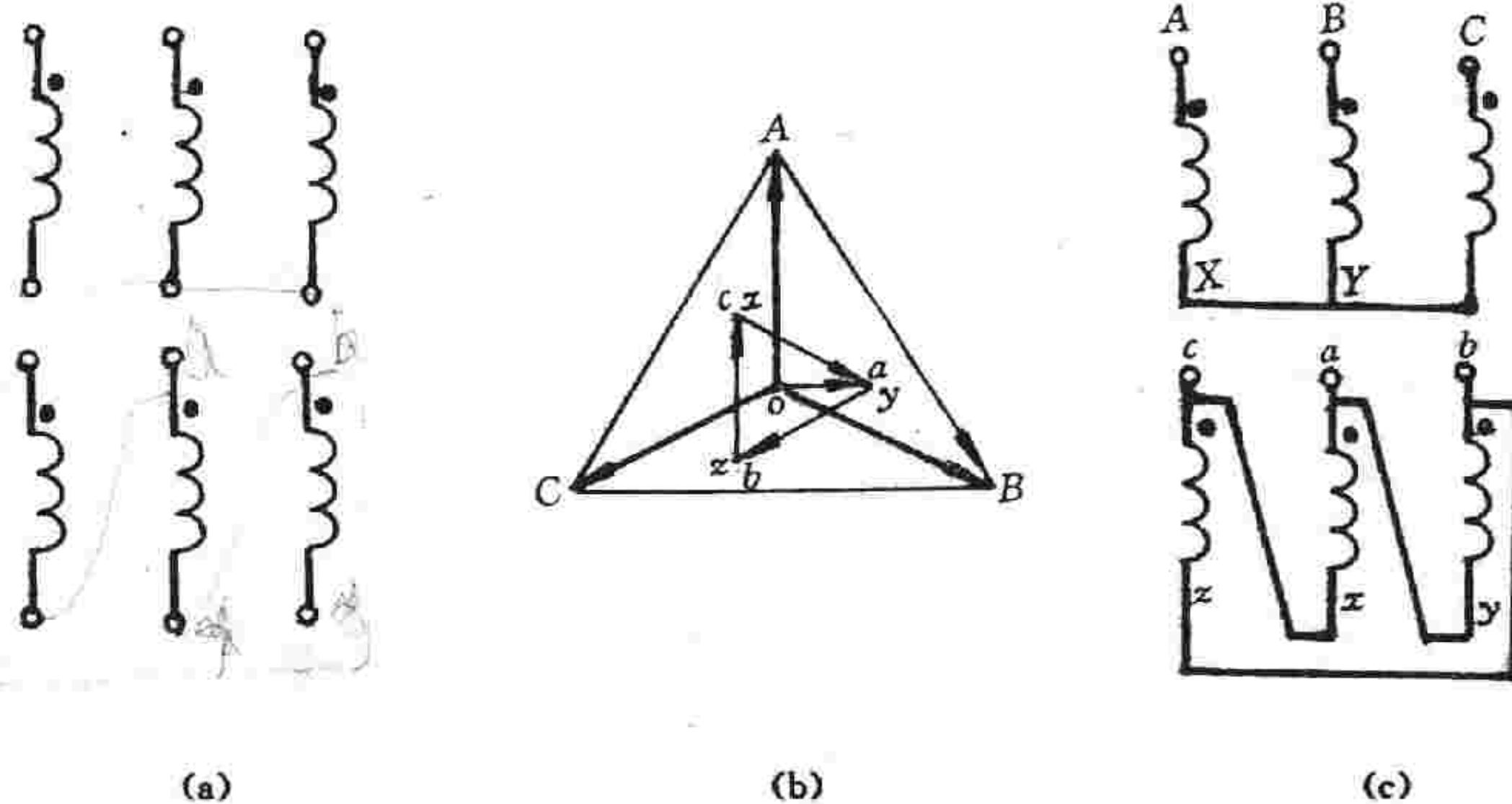


图 3-14 已知联结组作绕组的联结

①作出高压边三相对称电动势相量和线电动势相量位形图[图 3-14(b)], 并把高压边绕组连成星形, 标出首、末端, A、B、C 和 X、Y、Z。[见图 3-14(c)]。

②由 Y,d3 可知, 低压边电势位形图中 $\overline{oa}$ 应指向 3 点, 于是可作出 a 点。

③按原、副边相序一致, 在图(b)中作出副边的 b、c 点, 且 a、b、c 构成一等边三角形。

④假设低压边按 ay, bz, cx 连成三角形, 则 a、y; b、z; c、x 点分别等电位, 故可在图(b)中 a、

b、c 点旁分别标出 y、z、x。

⑤作出低压边相电动势 $\dot{E}_{ya}$ 、 $\dot{E}_{yb}$ 、 $\dot{E}_{yc}$ 。

⑥由于 $\dot{E}_{ya}$ 与 $\dot{E}_{yB}$ 、 $\dot{E}_{yb}$ 与 $\dot{E}_{yC}$ 、 $\dot{E}_{yc}$ 与 $\dot{E}_{yA}$ 分别同相位,所以副边的 a、b、c 相分别与原边的 B、C、A 相处于同一铁心柱上,而且按 I、I0 标志,据此可在图 3-14(c)中标出低压边的首、末端 a、b、c 和 x、y、z。

⑦副边按 ay、bz、cx 联结成三角形。图 3-14(c)变压器绕组的联结组即为 Y,d3。

联结组的数目很多,为了制造和并联运行方便,我国国家标准 GB1094-85 规定只生产 Y,yn0;Y,d11;YN,d11;YN,y0;Y,y0 等五种,其中前三种最常用。Y,yn0 联结组副边可以引出中线成为三相四线制,用作配电变压器时可兼带照明负载和动力负载。Y,yn0 联结组用在副边电压超过 400 伏的线路中,这时变压器的一边接成三角形,对运行有利(详见下节)。YN,d11 联结组主要用于高压输电线路中,使电力系统的高压边有可能接地。

上述联结组标志方法是按现行电力变压器国家标准 GB1094-85 标志的,它与旧国标标志方法不同,为了便于读者查对,特将新旧标准的变压器主要联结组别对照列于表 3-1 中。

表 3-1 联结组别新旧标准对照

现行国标(GB1094-85)	旧国标(GB1094-79)
I,I0	I/I-12
I,I6	I/I-6
Y,yn0	Y/Y ₀ -12
Y,d11	Y/ Δ -11
YN,d11	Y ₀ / Δ -11
Y,y0	Y/Y-12
YN,yn0,d11	Y ₀ /Y ₀ / Δ -12-11
YN,yn0,y0	Y ₀ /Y ₀ /Y-12-12
YN,a0,d11	0-Y ₀ / Δ -12-11
YN,a0,y0	0-Y ₀ /Y ₀ -12-12

注：“a”代表自耦变压器中电压较低的公共绕组。

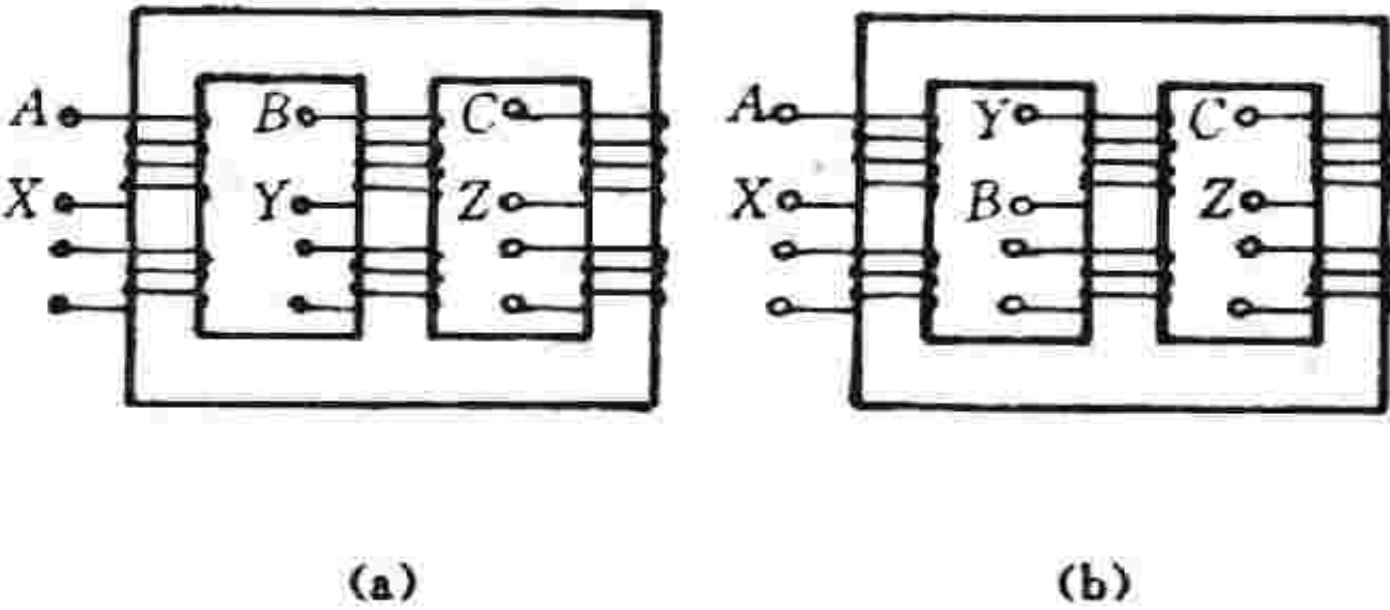


图 3-15 三铁心柱变压器各相间的标志

3. 三相变压器的极性和联结组的测定

三相变压器,除了各相原、副边要测定极性外,对于心式变压器,各相绕组的首端应有相同的极性。所谓相同的极性端,是指当分别单独从每一个相的绕组通入电流,它们在自己的铁柱上产生的磁通方向完全一样。图 3-15(a)A、B、C 三个端点就是三个相的同极性端。图 3-15(b)中 A、B、C 三个端点就不是同极性端。若按非同极性端联结,空载时,激磁电流就非常大,并且副边三相电压也不对称,根本无法运行。对于三个单相变压器组,原边各

相间标志没有上述要求,但是,对副边来说,如果各相间标志错误,也能发生不正常现象,电压严重不对称或过电流等等。例如把三相变压器副边连成三角形时,如果 a 相极性弄反了,如图 3-16(a) 所示,若原边加上额定电压则在三角形内出现两倍的额定相电动势,(见图 3-16(b)),它要在三角形内形成很大的环流,时间一长,就会损坏变压器。当然,对心式变压器也存在这个问题。

已经制造好的变压器,用试验的办法,能够把三相心式变压器原边各相之间的极性端测出来。在图 3-17 里,把所假定的 X 、 Z 两端用导线相接,在 B 相加上合适的电压,测量 U_{AC} 、 U_{AX} 和 U_{CZ} 。如果 $U_{AC} = U_{AX} - U_{CZ}$,说明所假定的标号正确,如果 $U_{AC} = U_{AX} + U_{CZ}$,说明所假定的标号不对,只要把 A 、 C 相中任一相的出线端标号互换即可(例如,把 A 换成 X 、 X 换成 A),用同样的道理和方法,可以测定 A 、 B 、 B 、 C 相之间的极性端,从而可测出原边三相之间的极性端,至于每一相原、副绕组之间的极性端与单相变压器的测法一样。

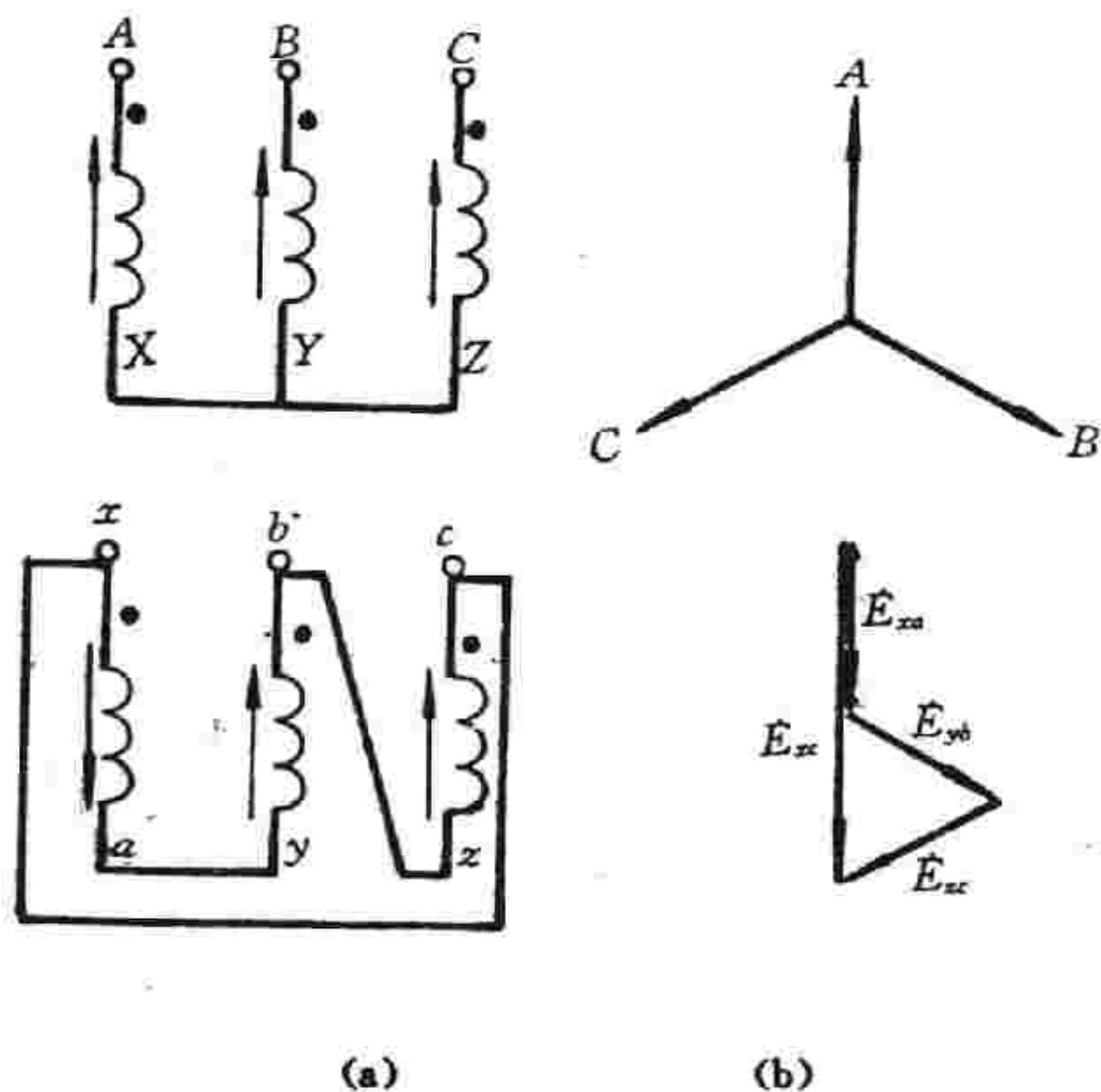


图 3-16 变压器副边为 Δ 接法时, a 相极性接反的联结和相量图

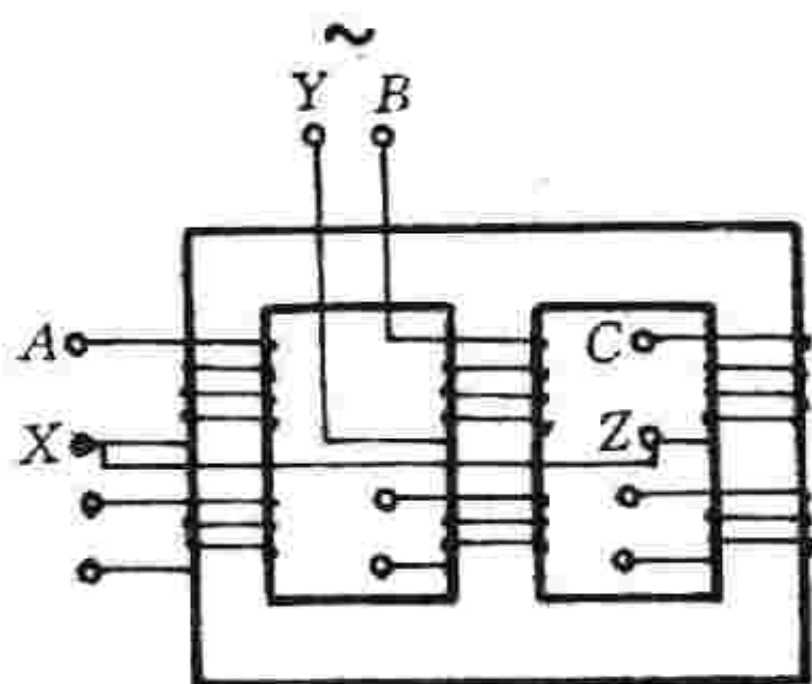


图 3-17 测定三相心式变压器各相间极性

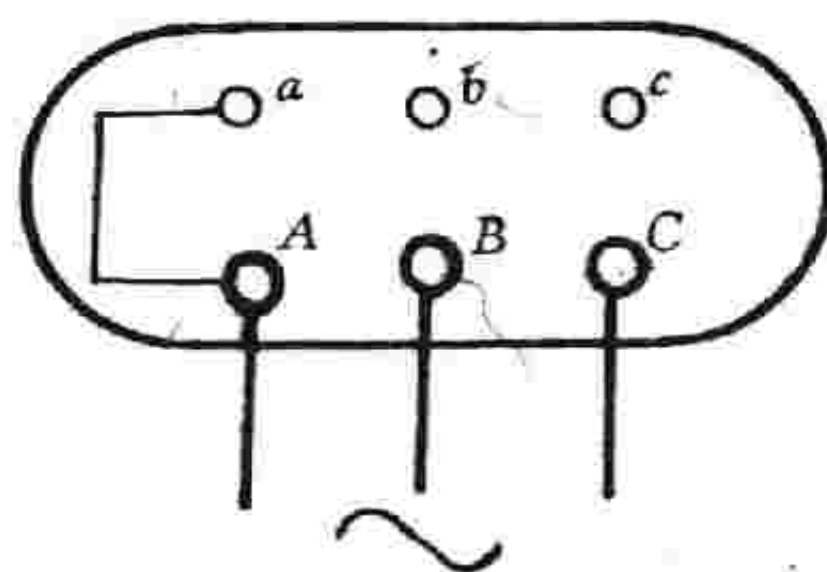


图 3-18 测定三相联结组接线

确定了各相绕组的标志,以及知道了它们的极性端,就可连出所需要的各种联结组别。当变压器的绕组已联结好时,其联结组是可用试验的办法测出来。做实验时,把高压和低压的两个相同的出线端,如 A 、 a 联结起来,如图 3-18,在高压边加上降低了的三相电压,用电压表测量其它几个端点的电压,如 U_{AB} 、 U_{ab} 、 U_{Bb} 、 U_{Cc} 和 U_{Cc} 。从测出这些电压的大小,能判断出是属于什么联结组别。这是因为 A 、 a 点连接在一起,因而等电位,其它各点之间的电位关系也就确定了。以 Y 、 $y0$ 为例,图 3-19 是原、副边电压之间的关系,由于 A 、 a 点等电位,其它各点之间的电压就可根据相量图求出:

$$U_{Bb} = U_{Cc} = (K - 1)U_{ab}$$

$$U_{Cc} = \sqrt{K^2 - K + 1}U_{ab}$$

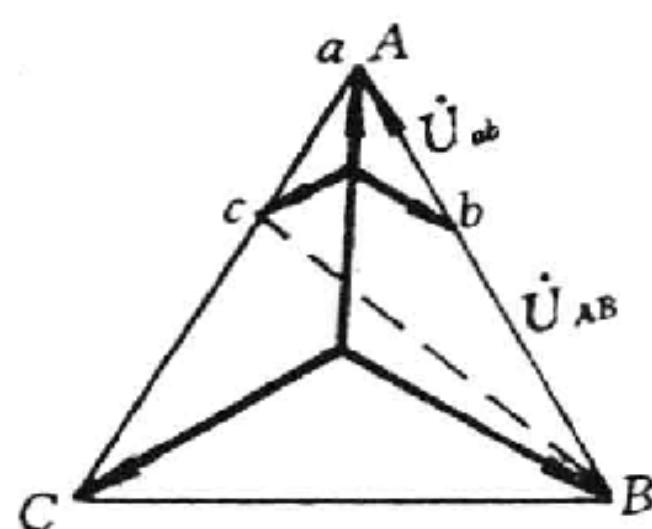


图 3-19 Y,y0 当 A、a 边接在一起时,各电压之间的关系

且
$$\frac{U_{Bc}}{U_{Bb}} > 1$$

其中
$$K = \frac{U_{AB}}{U_{ab}}$$

若实测电压 U_{Bb} 、 U_{Cc} 、 U_{Bc} 和用上两式计算所得数值相同,则表示线圈联结正确,属于 Y,y0 联结组。

其它联结组的校核公式见表 3-2。

表 3-2 变压器联结组校核公式 ($U_{ab}=1$ $U_{AB}=K$)

组 号	电 压		
	$U_{Bb}=U_{Cc}$	U_{Bc}	U_{Bc}/U_{Bb}
0	$K-1$	$\sqrt{K^2-K+1}$	>1
1	$\sqrt{K^2-\sqrt{3}K+1}$	$\sqrt{K^2+1}$	>1
2	$\sqrt{K^2-K+1}$	$\sqrt{K^2+K+1}$	>1
3	$\sqrt{K^2+1}$	$\sqrt{K^2+\sqrt{3}K+1}$	>1
4	$\sqrt{K^2+K+1}$	$K+1$	>1
5	$\sqrt{K^2+\sqrt{3}K+1}$	$\sqrt{K^2+\sqrt{3}K+1}$	$=1$
6	$K+1$	$\sqrt{K^2+K+1}$	<1
7	$\sqrt{K^2+\sqrt{3}K+1}$	$\sqrt{K^2+1}$	<1
8	$\sqrt{K^2+K+1}$	$\sqrt{K^2-K+1}$	<1
9	$\sqrt{K^2+1}$	$\sqrt{K^2-\sqrt{3}K+1}$	<1
10	$\sqrt{K^2-K+1}$	$K-1$	<1
11	$\sqrt{K^2-\sqrt{3}K+1}$	$\sqrt{K^2-\sqrt{3}K+1}$	$=1$

§ 3-3 三相变压器空载运行时的电动势波形

在分析单相变压器的空载电流时,曾经指出:当外施电压 u_1 为正弦波时,和它平衡的电动

势 e_1 以及主磁通 Φ 也为正弦波,但由于变压器铁心的饱和关系,空载电流 i_0 为尖顶波,其中除基波外,还有较强的三次谐波电流 i_{03} 。而在三相变压器中,由于原边三相绕组的联结方式不同,空载电流中的三次谐波分量不一定能流通,这将影响主磁通与相电动势的波形,并且这种影响不仅与绕组的联结方式有关,还与三相变压器的磁路系统有关,下面分别予以说明。分析中,我们只考虑三次谐波的影响,其它高次谐波由于幅值很小,不予考虑。

一、Y,y 联结的三相变压器

图 3-20 是 Y,y 连接的三相变压器绕组的接线图。由于三次谐波电流的频率为基波频率的三倍,故三相三次谐波电流的表达式为:

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

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

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

可见,三相空载电流的三次谐波是同相位同大小的。由于变压器原边采用星形联结又无中线,故三次谐波电流不能流通,于是空载电流就接近于正弦形。这时,利用变压器铁心的磁化曲线作出的磁通为一平顶波,如图 3-21 所示。平顶波的主磁通中除基波磁通 Φ_1 外,还有一定份量的三次谐波磁通 Φ_3 。

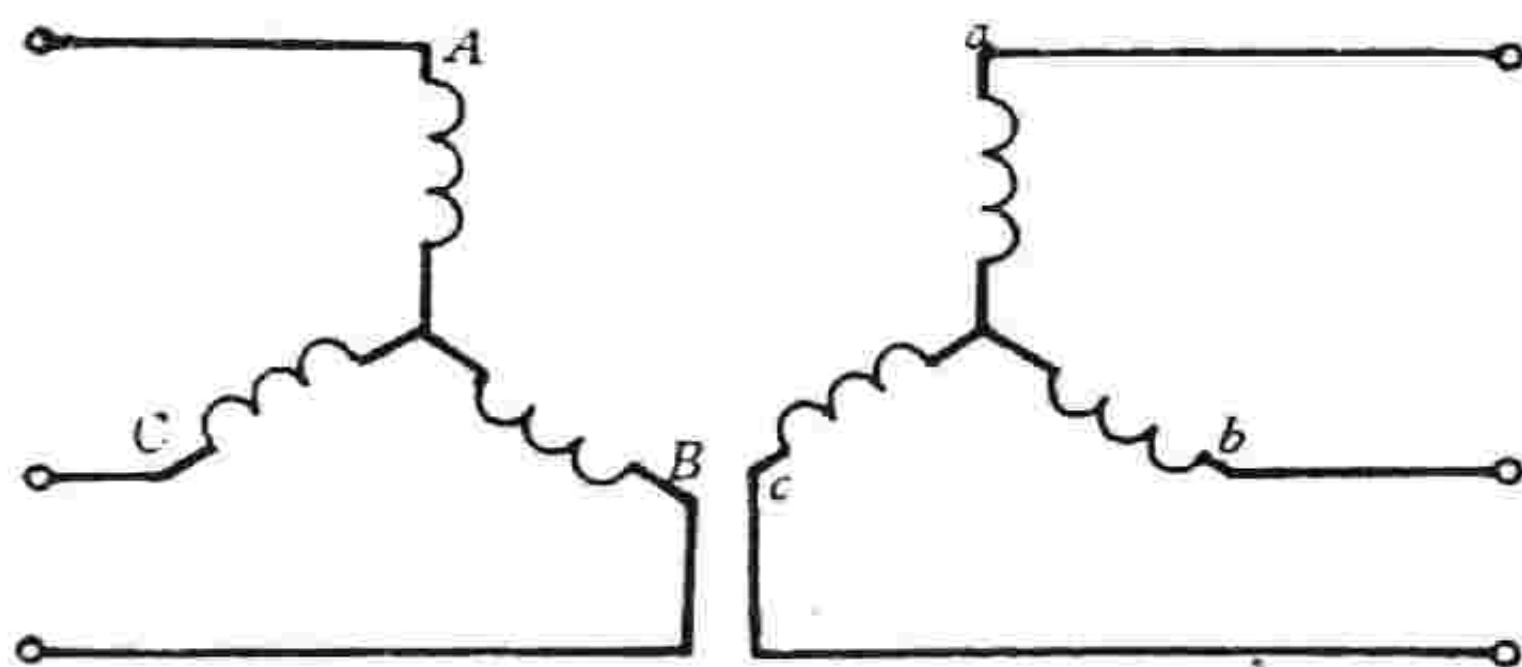


图 3-20 Y,y 联结的三相变压器绕组

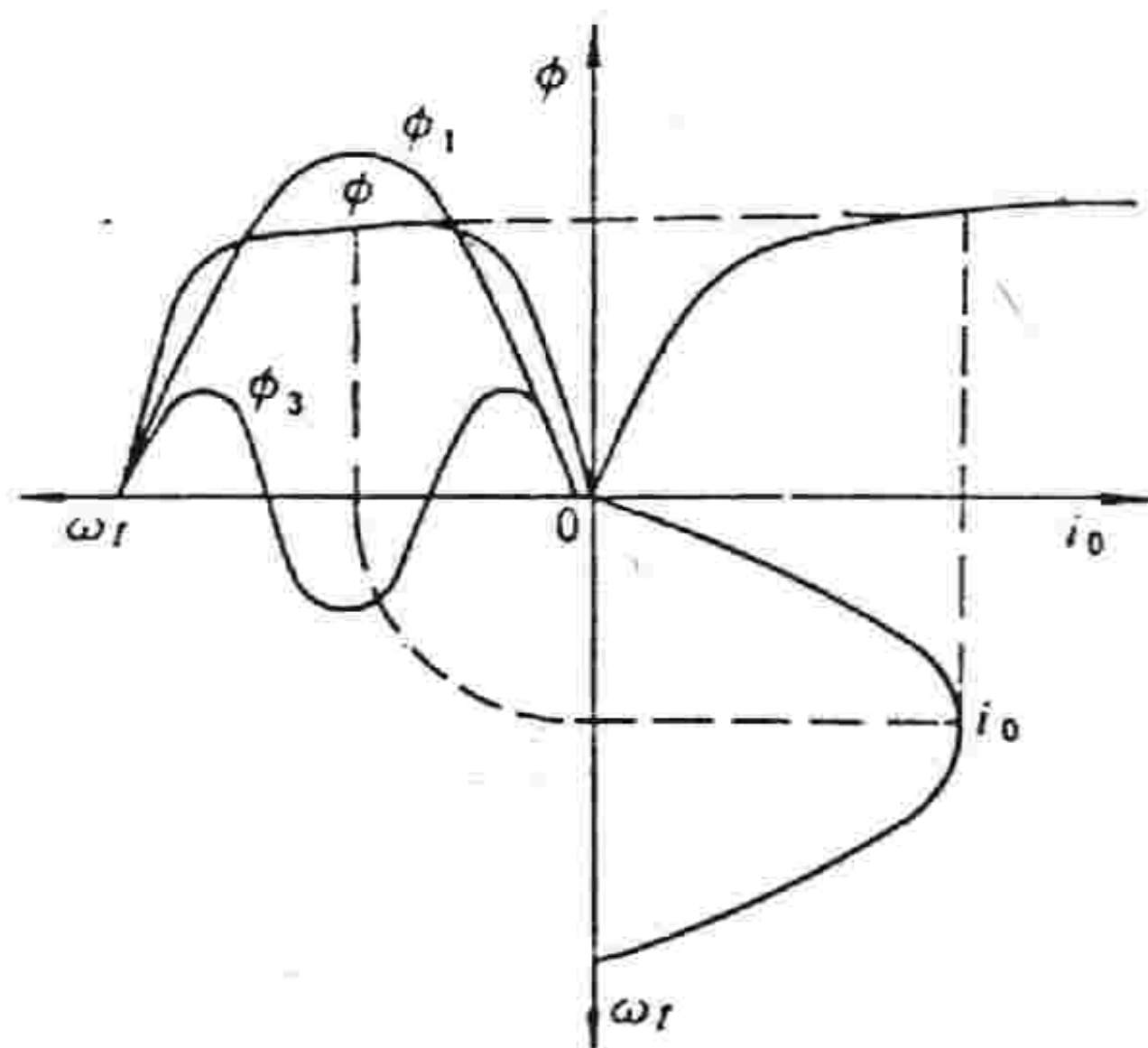


图 3-21 正弦激磁电流产生的磁通波形

在三相变压器组中,由于三相磁路彼此无关,三次谐波磁通 Φ_3 和基波磁通 Φ_1 沿同一磁路闭合,由于磁路的磁阻小,故三次谐波磁通较大。加上三次谐波的频率 f_3 为基波频率 f 的三倍,所以由它所感应的三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,如图 3-22 所示。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。但在三相的线电动势中,三次谐波电动势互相抵消,因此线电动势的波形仍为正弦波。

在三相心式变压器中,由于三相磁路彼此互相联系,三相的三次谐波磁通又彼此同相位同大小,不能沿铁心闭合,只能借油、油箱壁等形成闭路,如图 3-23 所示。由于这些磁路的磁阻很大,故三次谐波磁通很小,因此主磁通仍接近于正弦波,相电动势波形也接近于正弦波。但由于三次谐波磁通沿油箱壁闭合,引起附加的涡流损耗。使变压器效率降低和引起局部发热。

通过以上分析可以看出,三相变压器组不能采用 Y,y 联接,而三相心式变压器可以采用 Y,y 联接。但对容量大、电压较高的三相心式变压器,也不宜采用 Y,y 联结。

二、D,y 和 Y,d 联结的三相变压器

当三相变压器采用 D,y 联结时,原边相电势中的三次谐波电势在三角形内产生三次谐波电流,最终使主磁通接近正弦形,由它感应的原、副边电势 e_1 和 e_2 也接近正弦形。

当三相变压器采用 Y,d 联结时,如图 3-24 所示。这时原边空载电流中的三次谐波分量不能流通,因此主磁通和原、副边相电势都出现三次谐波。但因副边为三角形联结,三次谐波相电势(三相同相位同大小)便在副边三角形的闭合回路内产生三次谐波电流。由于原边没有三次谐波电流和副边的相平衡,因此副边的三次谐波电流起着激磁电流的作用。这时,变压器的磁通就由原边正弦形的空载电流和副边的三次谐波电流共同建立,其效果与 D,y 联结一样,因此主磁通可以接近正弦形。顺便指出,为了建立正弦形主磁通所需的三次谐波电流是很小的,对变压器的运行并无很大影响。

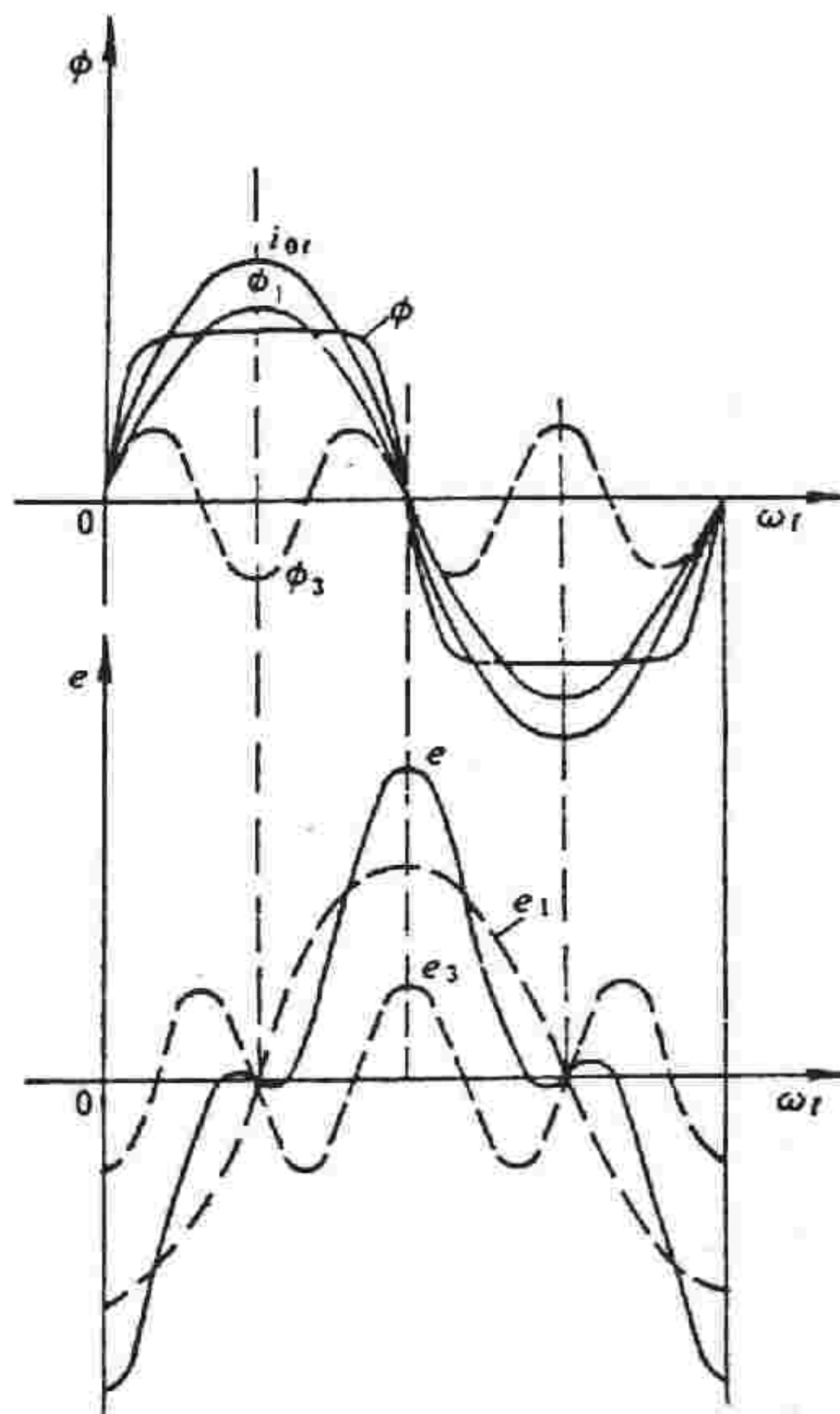


图 3-22 平顶波磁通产生的电动势波形

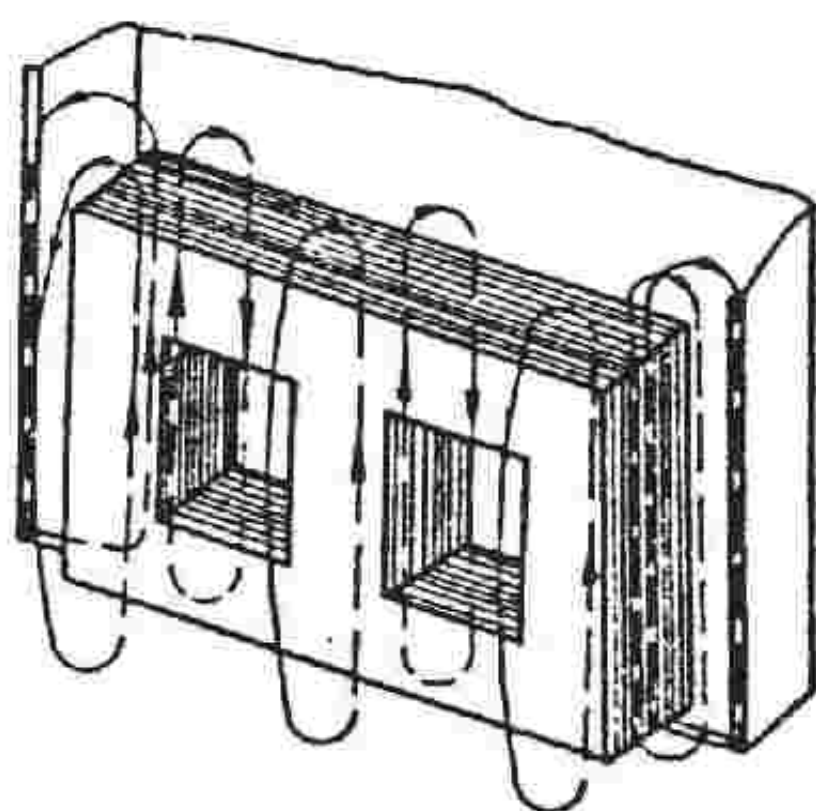


图 3-23 三相心式变压器三次谐波磁通走的路径

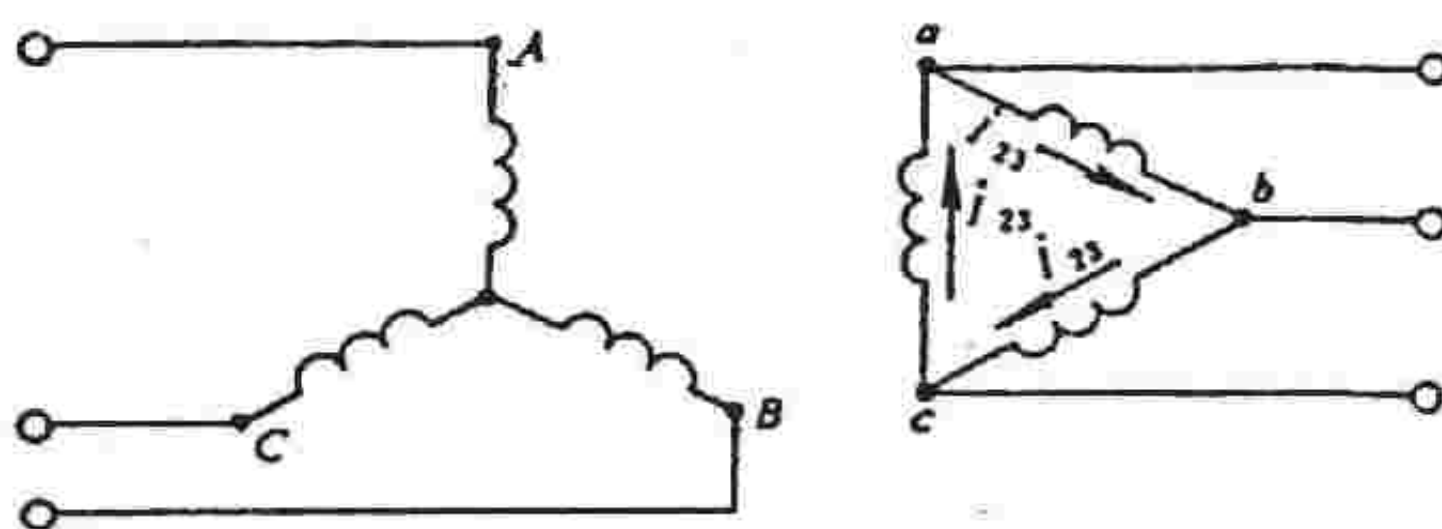


图 3-24 Y,d 联结中的三次谐波电流

从上面分析可知,在三相变压器中,常希望原、副绕组中有一边接成三角形,以保证相电势接近于正弦形。在大容量的电力变压器中,当需要在原、副边都接成星形接法时,这时可以在铁心柱上再加上一个接成三角形的绕组。这个三角形联结的第三绕组不带负载,主要目的是为了提供三次谐波电流的通路,以保证主磁通接近于正弦形,改善电动势波形。

§ 3-4 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。例如变压器副边接有单相电炉或电焊机等单相负载,或者照明负载三相分配不平衡;此外,当线路一相检修,另外两相继续供电,都可能出现变压器不对称运行情况。

当三相负载电流不对称时,变压器内部的阻抗压降也不对称,造成副边三相电压不对称。一般情况下,由于变压器内部阻抗压降较小,造成的副边电压不对称程度不大,因此,分析中不予考虑。本节主要讨论 Y,yn 联结的三相变压器组不能带单相负载的问题。

分析电机和变压器的不对称运行情况常采用“对称分量法”。下面先介绍对称分量法,然后利用它分析 Y,yn 联结的三相变压器组的不对称运行问题。

一、对称分量法(symmetrical component method)

1. 三相对称制

所谓三相对称制是指三个同单位的物理量大小相等,彼此的相位差相同。我们以前分析的对称运行,其物理量就是三相对称系统,它们的大小相等,相位彼此相差 120° ,达到最大值的先后次序是 $A \rightarrow B \rightarrow C$ 。实际上,三相对称制不止一种,因为一般情况下,三相彼此的相位差可为 $\frac{k \cdot 2\pi}{3}$ 。

当 $k=1$ 时, $\frac{1 \times 2\pi}{3} = 120^\circ$,即三相互差 120° ,其相序为 $A \rightarrow B \rightarrow C$,相量图如图 3-25(a)(以电流为例)所示,这种相序称为正序(positive sequence),以 $\dot{I}_A^+, \dot{I}_B^+, \dot{I}_C^+$ 表示。

当 $k=2$ 时, $\frac{2 \times 2\pi}{3} = 240^\circ$,即三相互差 240° ,其相序为 $A \rightarrow C \rightarrow B$,相量图如图 3-25(b)所示。这种相序称为负序(negative sequence),以 $\dot{I}_A^-, \dot{I}_B^-, \dot{I}_C^-$ 表示。

当 $k=0$ 时, $\frac{0 \times 2\pi}{3} = 0^\circ$,即三相互差 0° ,也就是三相同相位,如图 3-25(c)所示。这种相序称为零序(zero sequence),以 $\dot{I}_A^0, \dot{I}_B^0, \dot{I}_C^0$ 表示。

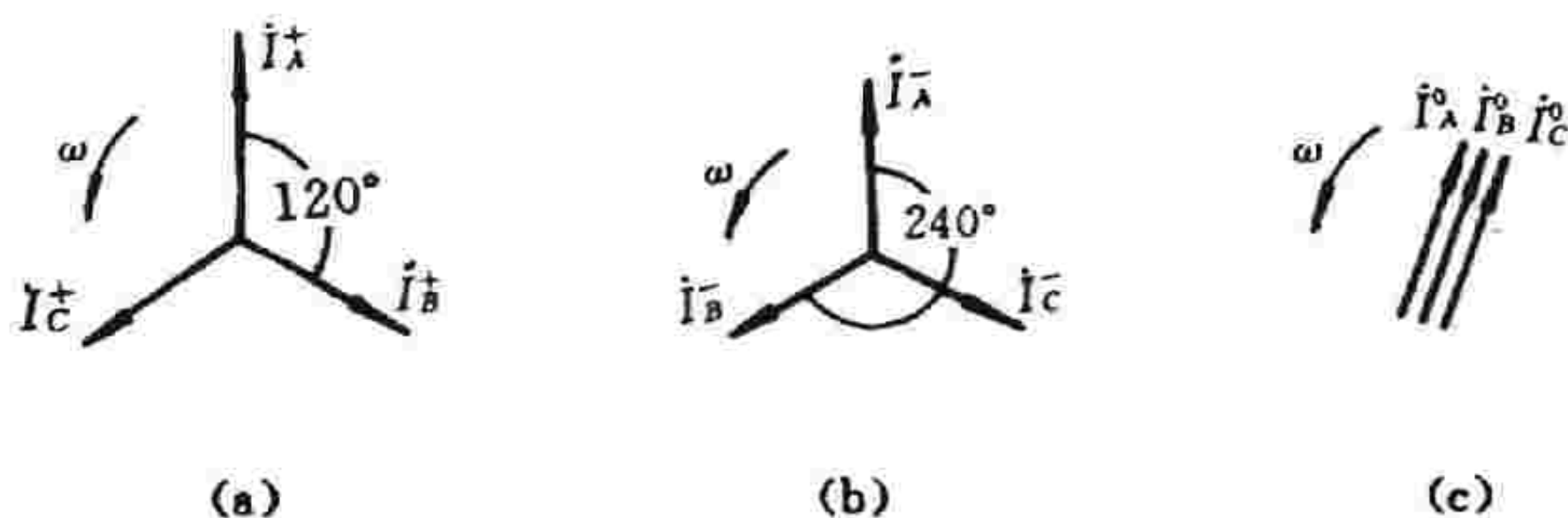


图 3-25 三相对称制

当 $k=3, 4, 5, \dots$ 时,又重复上述三种情况,由此可见,三相对称制有三种,即正序、负序和零序。

2. 一组不对称的三相正弦量可以分解成三组对称的量

对称分量法是一种线性变换,它是把不对称的系统分解成三组对称的系统。例如有一组不对称电流 $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$,可分解成:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_A &= \boxed{\dot{I}_A^+} + \boxed{\dot{I}_A^-} + \boxed{\dot{I}_A^0} \\
 \dot{I}_B &= \boxed{\dot{I}_B^+} + \boxed{\dot{I}_B^-} + \boxed{\dot{I}_B^0} \\
 \dot{I}_C &= \boxed{\dot{I}_C^+} + \boxed{\dot{I}_C^-} + \boxed{\dot{I}_C^0}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{aligned}} \right\} \quad (3-1)$$

正序 负序 零序

实际上,假如已知正序、负序和零序系统,如图 3-26(a)、(b)、(c)所示,只要把它们加起来,就可得到 3-26(d)的不对称系统了。显然,反过来,图 3-26(d)的三相不对称系统也一定能分成图 3-26(a)、(b)、(c)所示的三组对称系统。

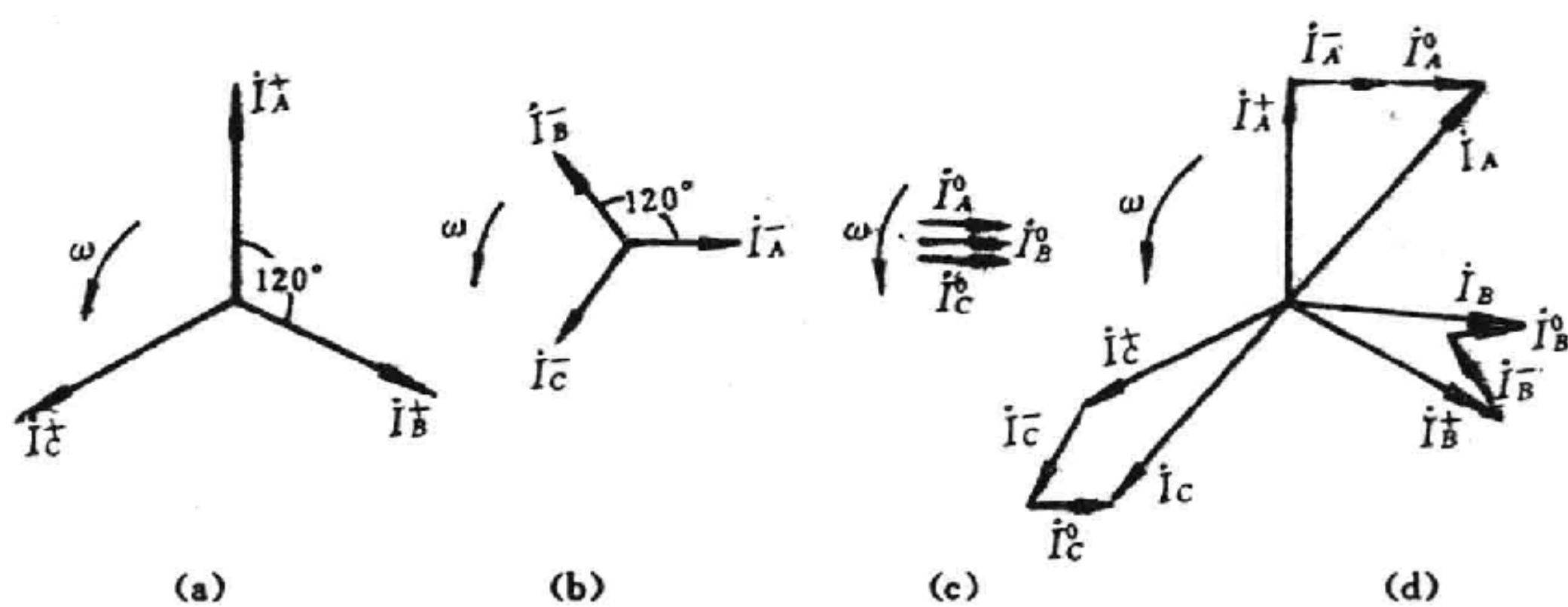


图 3-26 正序、负序和零序电流及其合成的三相不对称电流相量图

分解出来的量与已知的不对称的量之间有什么关系呢? 由三个方程式求解九个未知数是不可能的,还必须利用各序系统的三相相量之间的关系,为此我们引入一个算子(operator) a ,

$$a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^3 = 1$$

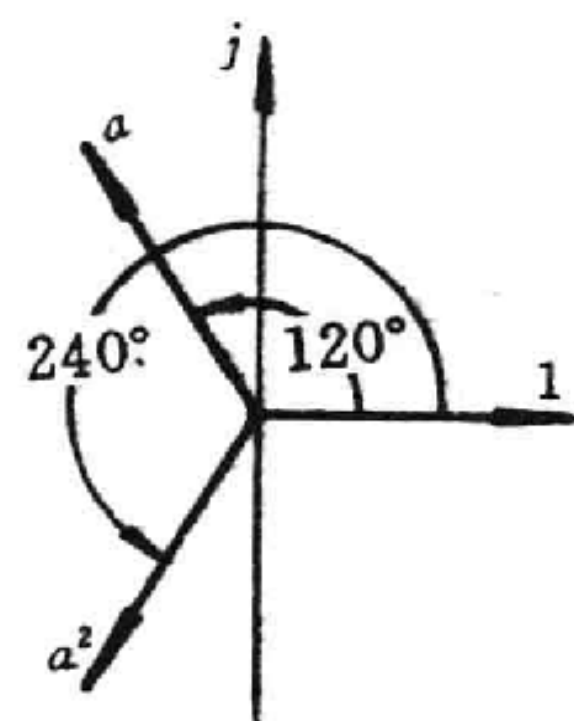


图 3-27 算子的相量表示

若某一相量乘以算子 a ,则表示该相量的相位正向旋转 120° ;若乘以 a^2 ,则表示该相量正向旋转 240° (或反向旋转 120°)。显然, $1+a+a^2=0$ (见图 3-27)。因此根据正序、负序、零序各相之间的关系可得

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

于是,三相不对称的量可写成

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

写成矩阵形式为

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{pmatrix} \quad (3-3)$$

求式(3-3)系数矩阵的逆,即得

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

以上是以电流为例,它同样适用于不对称的三相电压、电动势、磁动势和磁通等物理量。考虑到对称分量法一般均用相量运算,因此通常只用来计算基波。又由于它是一种线性变换,它只能用在线性参数系统中,对于非线性电路,必须采用近似的线性化假设,才能得出近似的结果。变压器只有激磁回路是非线性的,考虑到变压器激磁电流很小,把激磁回路按额定电压点作线性化处理,不会带来很大误差。

二、三相变压器的各序等效电路

将三相不对称的电流、电压分解成三组对称分量后,对于正序、负序和零序分量,分别有正序、负序和零序等效电路。

1. 正序、负序等效电路

当三相变压器内通过正序电流时,变压器所表现的阻抗和等效电路,就称为正序阻抗和正序等效电路。正序的情况与第二章中所分析的三相对称情况完全相同,因为三相正序电流也是相位上彼此互差 120° 的对称系统。其等效电路如图 2-28(a)所示。

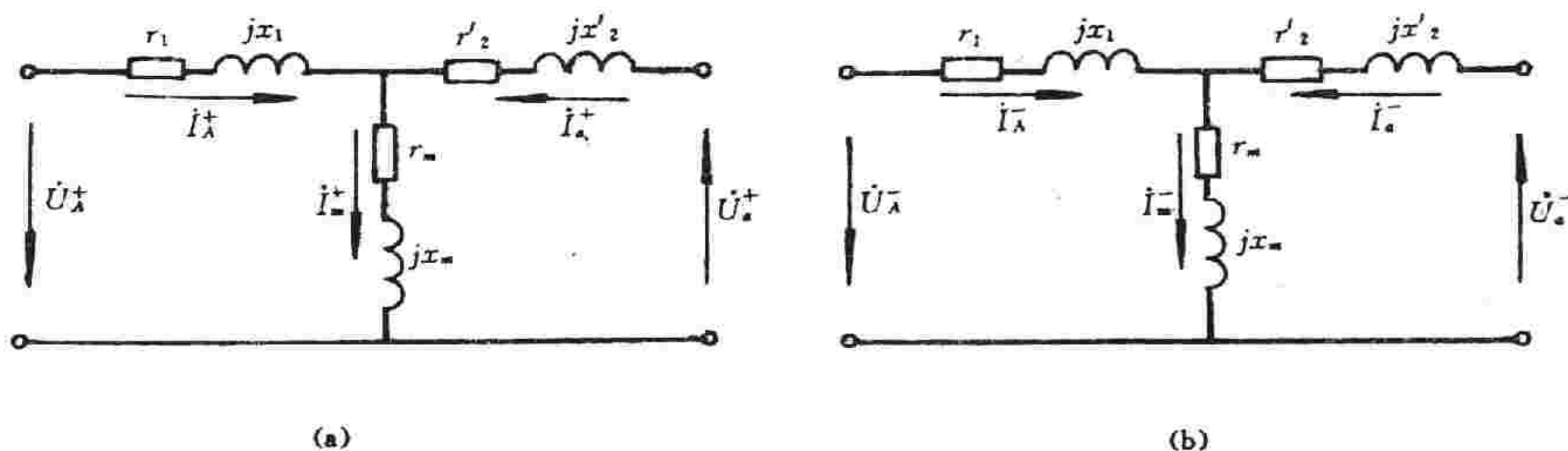


图 3-28 变压器的正序和负序等效电路

所谓负序等效电路是在变压器原边加上负序电压所对应的等效电路,由于负序电流在相

位上仍然彼此相差 120° , 至于是 B 相超前还是 C 相超前, 对变压器三相磁路结构引起的阻抗没有影响, 因此, 变压器的负序阻抗和等效电路与正序相同, 如图 3-28(b) 所示。

2. 零序等效电路

当三相变压器通入零序电流时, 变压器所表现的阻抗称为零序阻抗。由于三个零序电流大小相等、相位相同, (注意三相零序电流与三相三次谐波电流, 虽然都是各相大小相等, 相位相同, 但它们有本质的区别。即零序电流的频率是基频, 而三次谐波电流的变化频率为基频的三倍), 因此变压器对于零序电流所表现的阻抗与正序和负序有所不同。变压器的零序阻抗与绕组的联结和磁路系统密切相关, 现分别讨论如下。

(1) 磁路系统的影响

变压器的零序等效电路仍可用 T 形等效电路来表示, 如图 3-29 所示。由于各相绕组的电阻与漏电抗和电流的相序没有关系, 因此等效电路中的原、副绕组的漏阻抗与正序漏阻抗 Z_1, Z'_2 完全相同, 但零序激磁阻抗却可能与正序的不同, 故用 Z_m^0 表示。

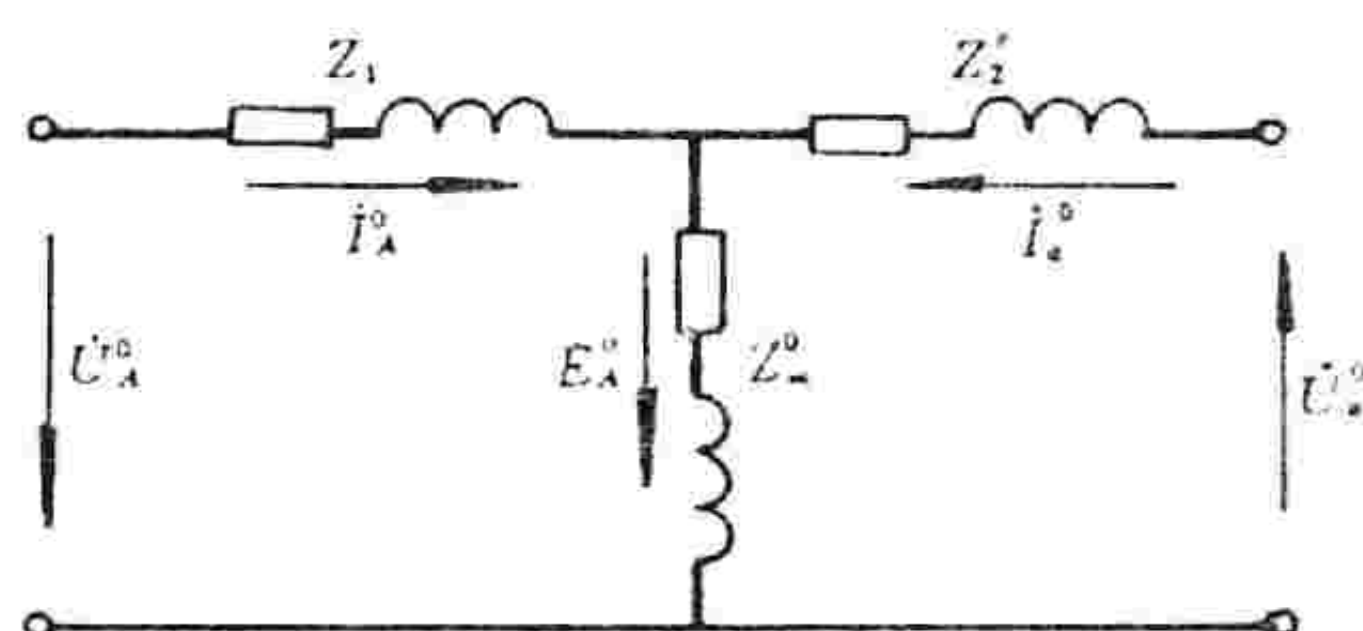


图 3-29 零序等效电路

对于三相变压器组, 三相磁路互相独立, 由零序电流激励的主磁通, 其磁路与正序电流激励的主磁通的磁路相同。因此零序激磁阻抗与正序激磁阻抗相等, 即

$$Z_m^0 = Z_m$$

对于三相心式变压器, 如为三个心柱, 则由零序激磁电流所激励的三个同相的零序主磁通不能在铁心内形成闭合磁路, 象图 3-23 所示三次谐波磁通的磁路那样, 通过铁心外部的油道、箱壁等部件形成闭合磁路, 这个磁路的磁阻比正序主磁通通过铁心闭合时大得多, 因此零序激磁阻抗 Z_m^0 要比正序激磁阻抗小得多, 即

$$Z_m^0 \ll Z_m$$

此时零序阻抗的标么值 $Z_m^0 \approx 0.3-1.0$ 之间。平均约为 0.6。

(2) 绕组联结的影响

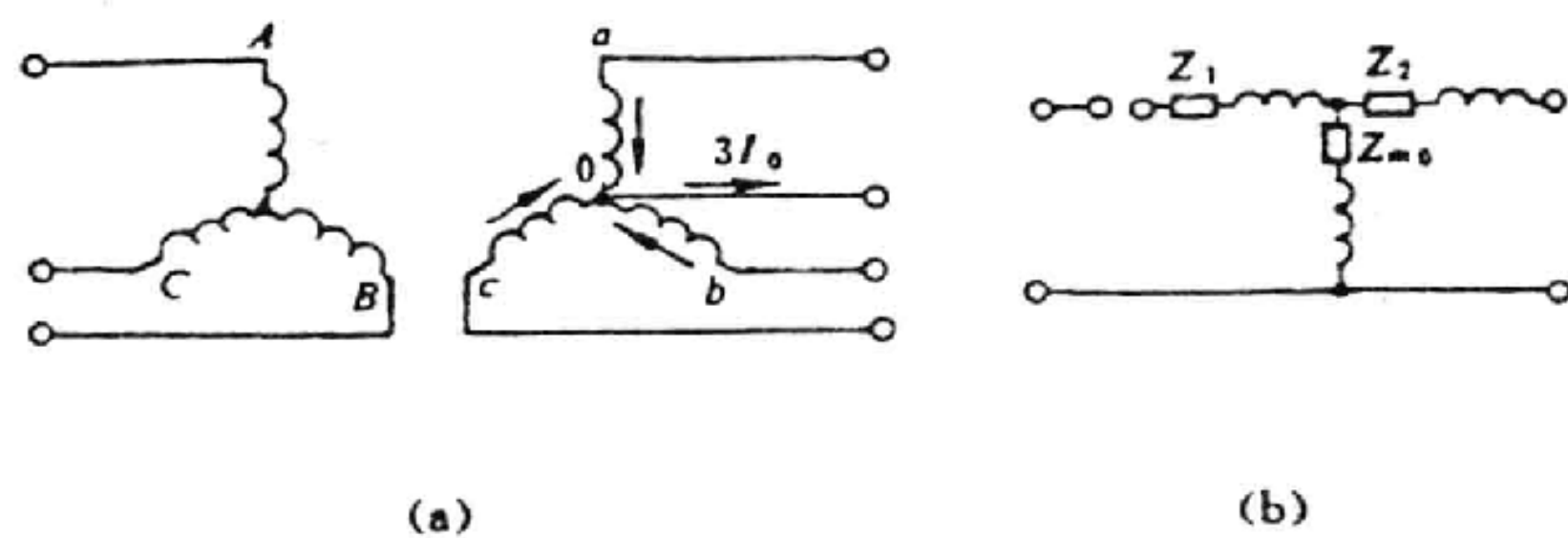
不同的绕组联结对零序电流是否能流通, 有明显的限制。当绕组为星形联结时, 零序电流不能流通, 此时等效电路在这一边应断开; 如果绕组接成三角形联结, 则零序电流仅能在三角形内部形成环流, 而不能流到外电路去, 即在零序等效电路里, 相当于变压器内部短接, 但从外部看进去, 应该是开路的。因此接法不同, 对外电路表现的零序阻抗是不同的。

图 3-30 表示不同联结的变压器的零序等效电路。图中左边为零序电流流通情况, 右边为零序等效电路。由图可见, 从原边和从副边看, 零序阻抗可以不相同。例如 YN, d 联结时, 从 YN 方面看, 零序阻抗

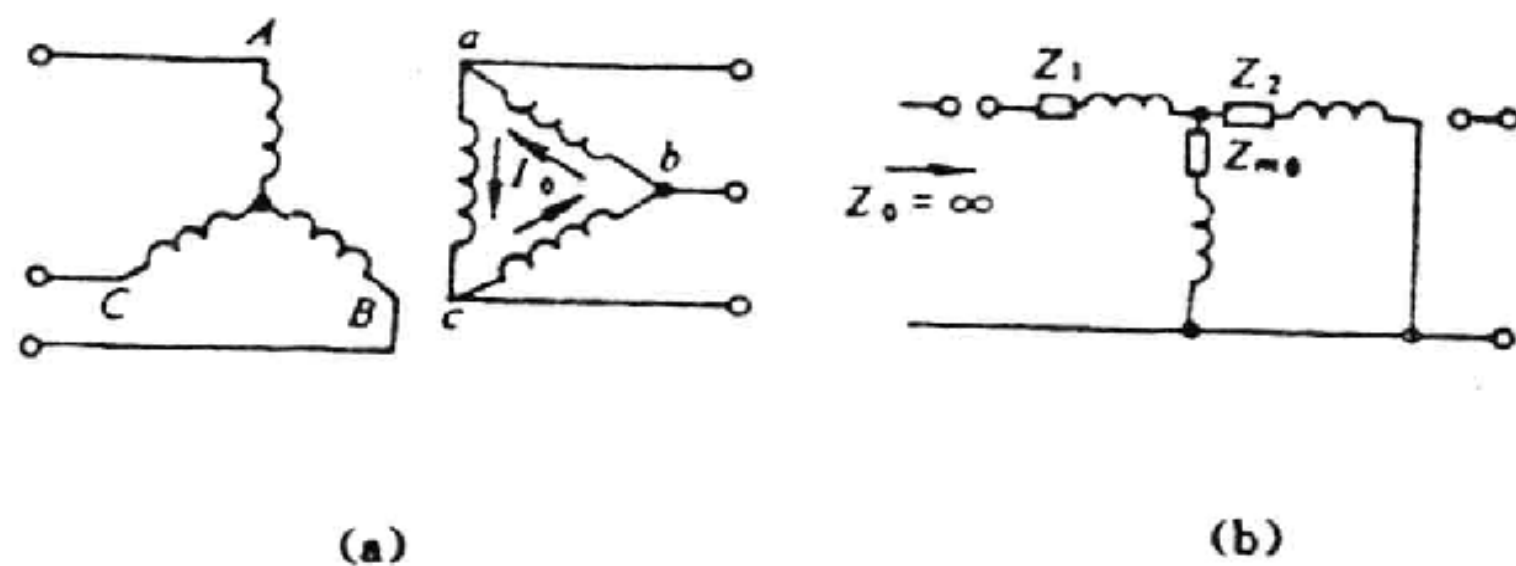
$$Z^0 = Z_1 + \frac{Z_m^0 Z_2}{Z_m^0 + Z_2}$$

而从三角形接法方面看, 零序电流为零, 零序阻抗 $Z^0 = \infty$ 。

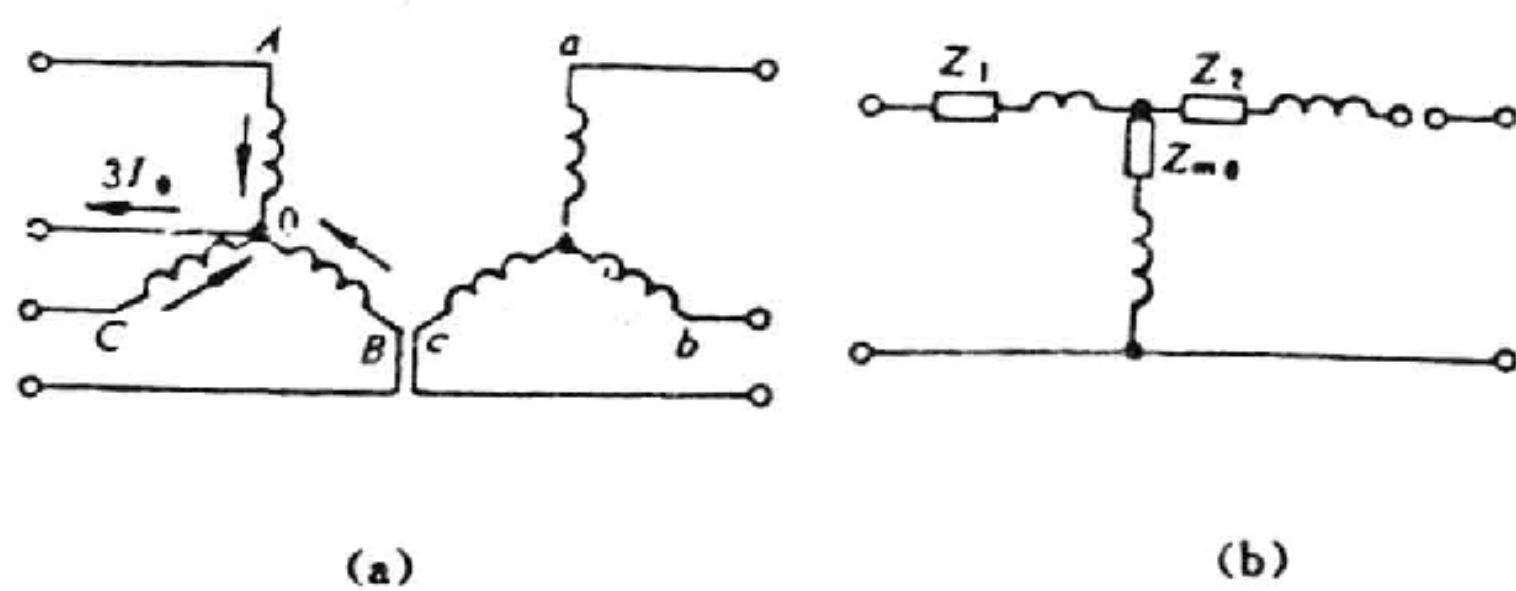
3. 零序激磁阻抗的测定



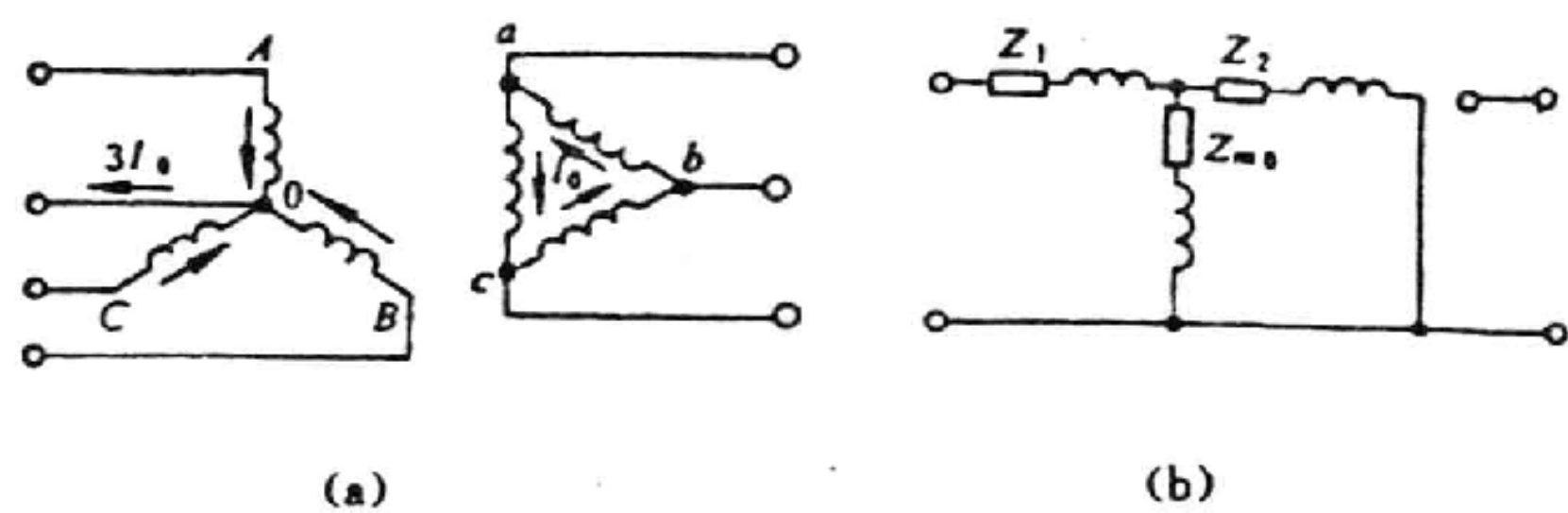
Y,yn 联结



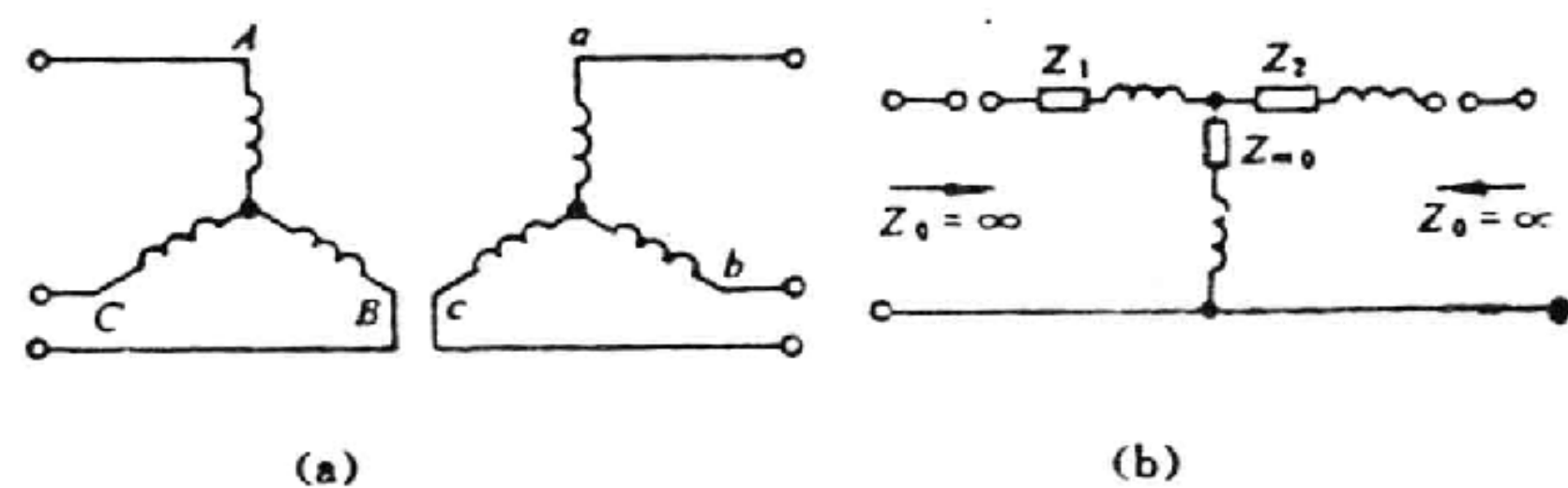
Y,d 联结



YN,y 联结



YN,d 联结



Y,y 联结

图 3-30 不同绕组联结的变压器零序等效电路

变压器的零序激磁阻抗可以利用简单的试验来测定。试验时,将变压器副边(或原边)三相绕组串联起来,加上单相电源,另一边绕组开路,如图 3-31 所示。这时通入三相绕组的电流,其大小和相位均相同,相当于通入零序电流,测出 I_0 、 U_0 及 P_0 可算出零序阻抗:

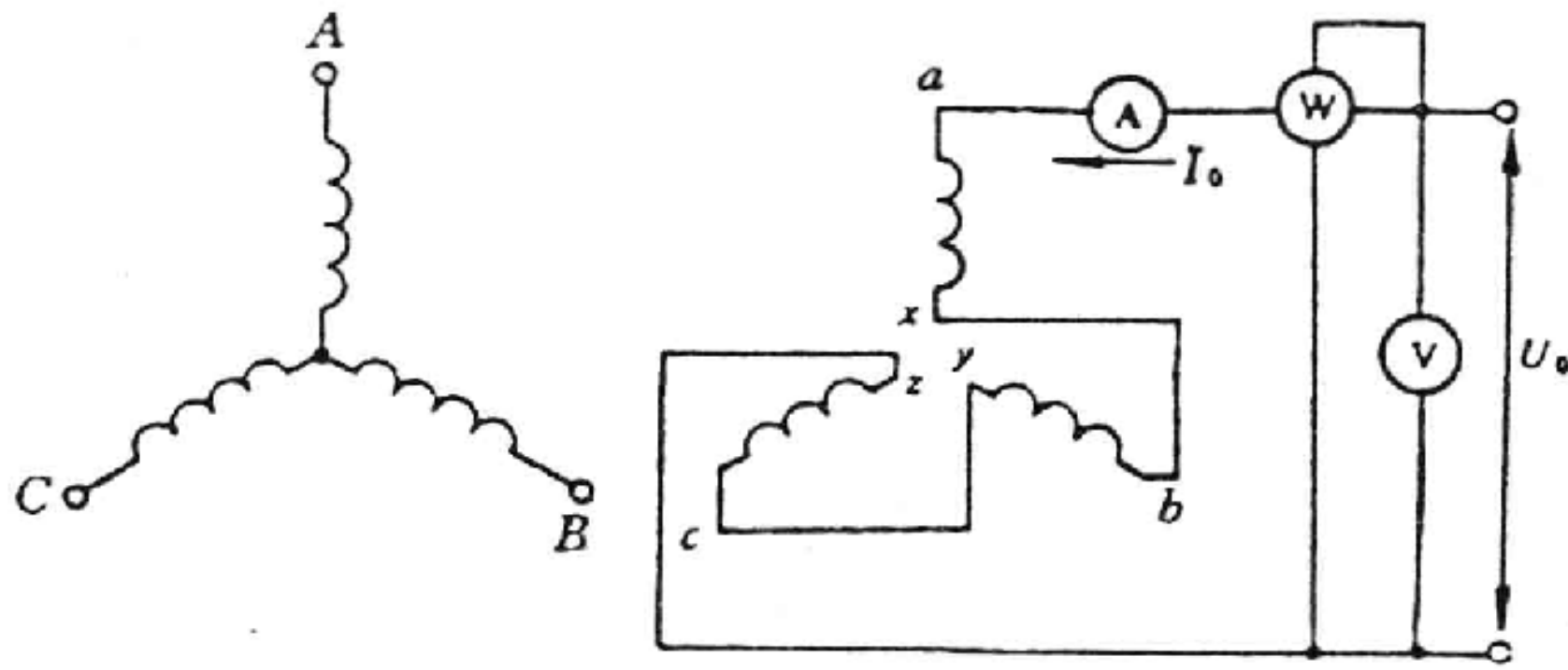


图 3-31 测定 Z_0 的接线图

$$\left. \begin{aligned} Z^0 &= \frac{U_0}{3I_0} \\ r^0 &= \frac{P_0}{3I_0^2} \\ x^0 &= \sqrt{(Z^0)^2 - (r^0)^2} \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

由于另一边开路,根据图 3-31 测出的零序激磁阻抗为

$$\left. \begin{aligned} Z_m^0 &= Z^0 - Z_2 \\ r_m^0 &= r^0 - r_2 \\ x_m^0 &= x^0 - x_2 \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

在零序等效电路中,电动势和激磁电流与正序情况有相同的关系,即

$$\dot{E}^0 = -\dot{I}_0^0 Z_m^0 \quad (3-7)$$

式中 $\dot{I}_0^0$ 是零序系统的激磁电流;

$\dot{E}^0$ 是零序激磁电流产生的零序磁通 Φ_m^0 在绕组中感应的零序电动势。

三、Y,y 联结的单相负载运行

图 3-32 表示 Y,yn 联结 a 相带单相负载, b、c 两相开路时的情况。

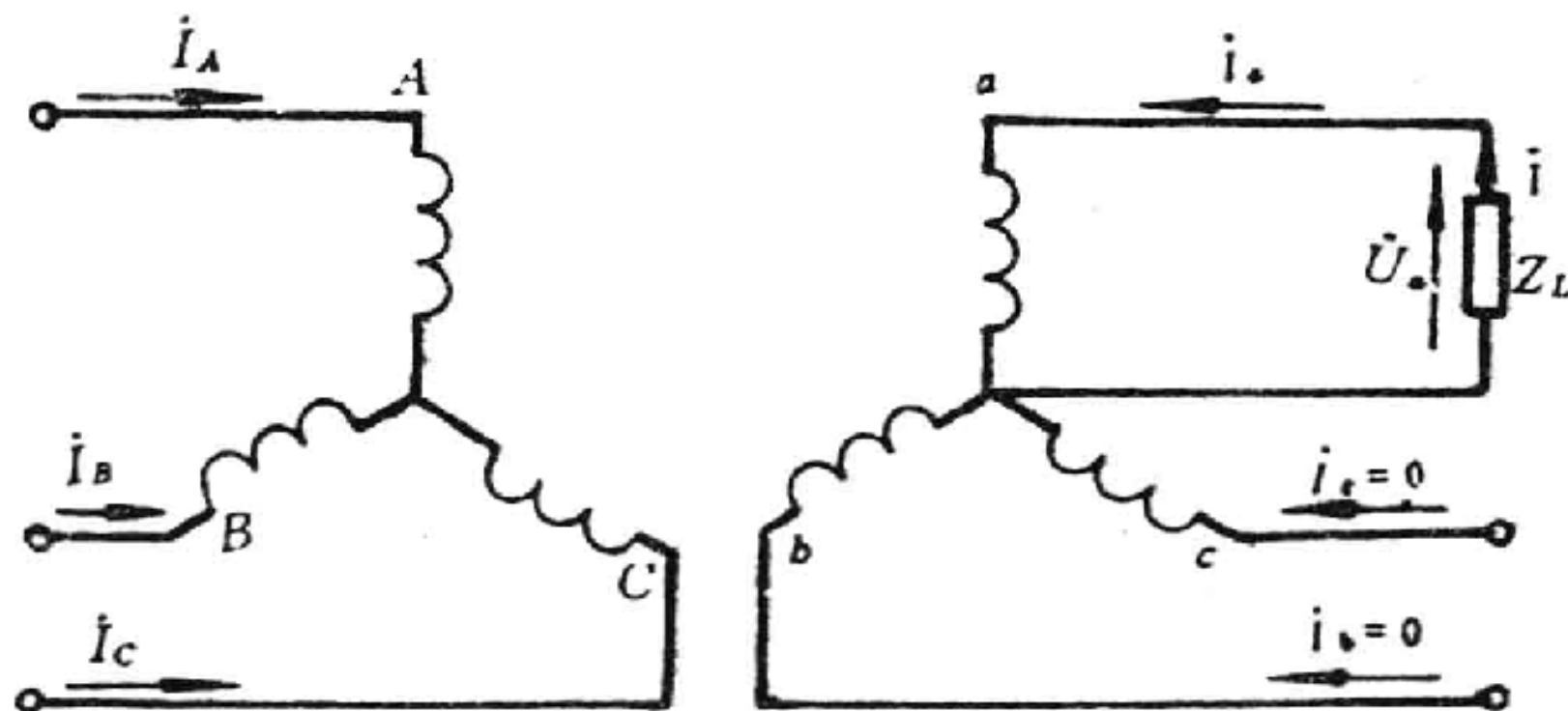


图 3-32 Y,yn 联结带单相负载运行

已知:①电源电压为三相对称(正序)电压,当副边空载时,原绕组各相电压为 $\dot{U}_A^+$ 、 $\dot{U}_B^+$ 、 $\dot{U}_C^+$;

②变压器的所有参数已通过试验求出。

假设:①略去正、负序激磁电流的影响;

②所有的量都已归算到原边,为简便起见除 Z_2 外,副边的其它量都不加一撇了。

求解:计算负载电流及原边各相电流和电压,并作出相量图。

第一步:作出各序等效电路。

图 3-33(a)是正序分量的简化等效电路;图(b)是负序的简化等效电路,由于电源是对称的,没有负序电压,而负序电流可以流通,所以 $\dot{U}_A^-$ 等于零;图(c)是零序等效电路,因原边是 Y 接,零序电流在原边不能流通。图中的 $\dot{U}_A^+$ 、 $\dot{U}_A^-$ 、 $\dot{U}_A^0$ 是负载 Z_L 上的电压 $\dot{U}_A$ 分解出的对称分量。

第二步:列出边界条件,计算各序等效电路中电流的各序分量。

边界条件:

$$\begin{cases} \dot{U}_A = \dot{I} Z_L \\ \dot{I}_A = \dot{I} \\ \dot{I}_B = \dot{I}_C = 0 \end{cases}$$

用对称分量法求出副边电流的各序分量为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{I} \\ \dot{I} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-8)$$

即副边正序、负序和零序电流是相等的。

$$\text{又} \quad \dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = \dot{I} Z_L = 3\dot{I}_A^+ Z_L = \dot{I}_A^+ (3Z_L) \quad (3-9)$$

第三步:根据式(3-8)、(3-9)和各序等效电路作出 Y,yn 联结带单相负载时的等效电路。

由于 $\dot{I}_A^+ = \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 = \frac{1}{3}\dot{I}$, 而且 $\dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0$, 因此可以把各序等效电路串联起来,如图 3-34 所示。

第四步:根据等效电路求负载电流。

由等效电路可得

$$\dot{I}_A^+ = \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 = \frac{-\dot{U}_A^+}{2Z_A + Z_2' + Z_m^0 + 3Z_L}$$

而

$$\dot{I} = \dot{I}_A = \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 = 3\dot{I}_A^+$$

所以

$$\dot{I} = \frac{-3\dot{U}_A^+}{2Z_A + Z_2 + Z_m^0 + 3Z_L} = \frac{-\dot{U}_A^+}{\frac{2}{3}Z_A + \frac{1}{3}Z_2 + \frac{1}{3}Z_m^0 + Z_L} \quad (3-10)$$

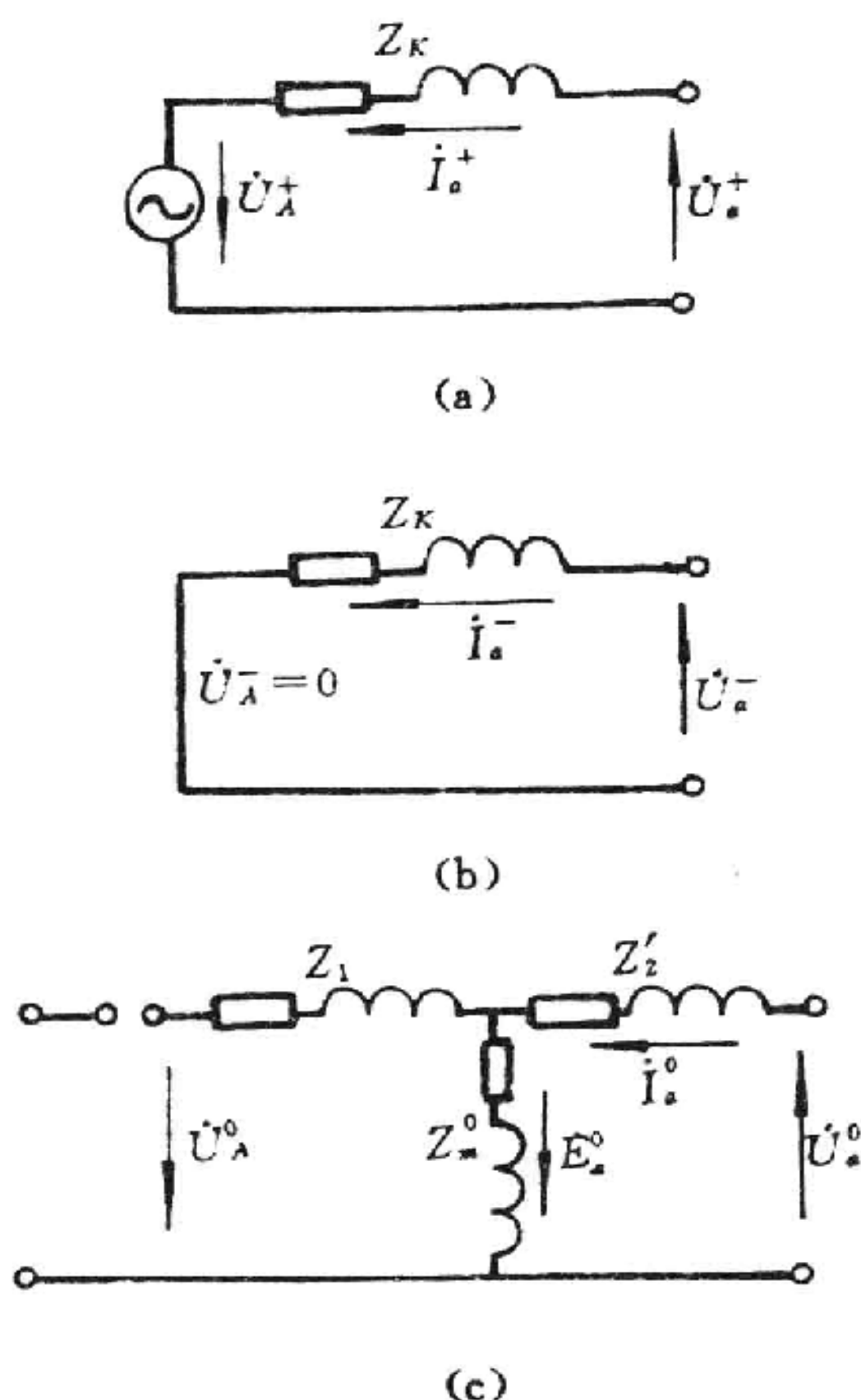


图 3-33 各序等效电路

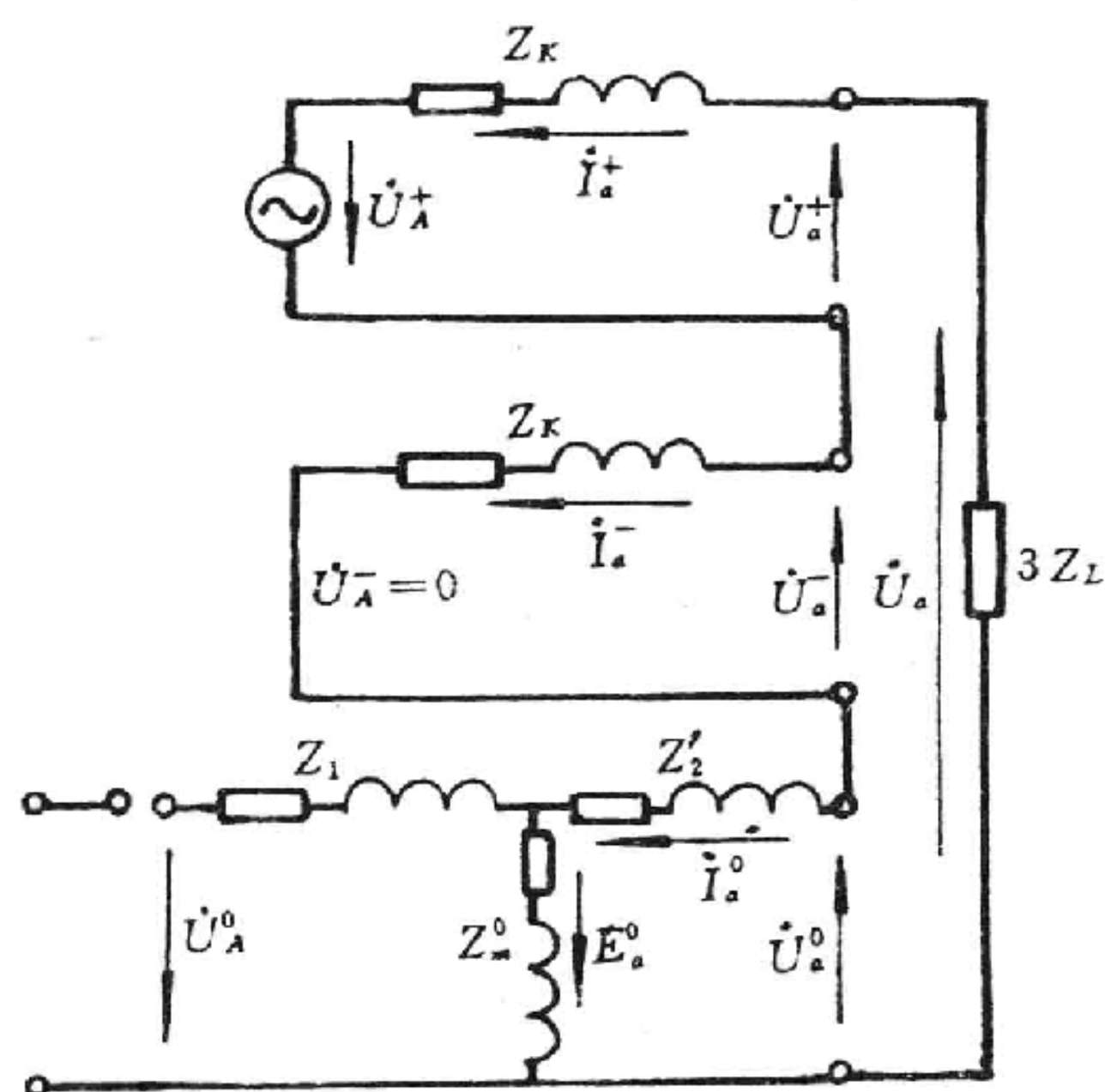


图 3-34 Y,yn 联结带单相负载的等效电路

若忽略漏阻抗

$$i = \frac{-U_A^+}{\frac{1}{3}Z_m^0 + Z_L} \quad (3-11)$$

由上式看出：

①对于三相变压器组, $Z_m^0 = Z_m$, 因此负载电流 i 主要受 Z_m^0 的限制, 即使负载阻抗 Z_L 很小, 负载电流也大不起来, 在极端情况下, $Z_L = 0$, 即单相稳态短路时

$$I_k \approx \frac{3U_A^+}{Z_m^0} = 3\left(\frac{U_A}{Z_m}\right) = 3I_0$$

由此可见, 单相稳态短路电流只有正序激磁电流的三倍。所以这种联结的三相变压器组不能带单相到中线的不对称负载。

②对于三相心式变压器, $Z_m^0 \ll Z_m$, 因此负载电流 i 主要由负载阻抗 Z_L 来决定。所以这种联结的三相心式变压器可以带单相到中线的不对称负载。

第五步: 根据磁动势平衡关系求原边电流。

$$\begin{bmatrix} i_A^+ \\ i_A^- \\ i_A^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_a^+ \\ -i_a^- \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}i \\ -\frac{1}{3}i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

由于原边为 Y 接, 零序电流不能流通, 所以 $i_A^0 = i_B^0 = i_C^0 = 0$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_B^+ \\ \dot{I}_B^- \\ \dot{I}_B^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a^2 \dot{I}_A^+ \\ a^2 \dot{I}_A^- \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a^2 \frac{1}{3} \dot{I} \\ -a \frac{1}{3} \dot{I} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_C^+ \\ \dot{I}_C^- \\ \dot{I}_C^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \dot{I}_A^+ \\ a^2 \dot{I}_A^- \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a \frac{1}{3} \dot{I} \\ -a^2 \frac{1}{3} \dot{I} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \\ \dot{I}_B^+ + \dot{I}_B^- + \dot{I}_B^0 \\ \dot{I}_C^+ + \dot{I}_C^- + \dot{I}_C^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} \dot{I} - \frac{1}{3} \dot{I} \\ -a^2 \frac{1}{3} \dot{I} - a \frac{1}{3} \dot{I} \\ -a \frac{1}{3} \dot{I} - a^2 \frac{1}{3} \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} \dot{I} \\ \frac{1}{3} \dot{I} \\ \frac{1}{3} \dot{I} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

把式(3-10)代入式(3-15),即可求出原边三相电流 $\dot{I}_A$ 、 $\dot{I}_B$ 和 $\dot{I}_C$ 。如

$$\dot{I}_A = -\frac{2}{3} \dot{I} = \frac{\dot{U}_A^+}{Z_k + \frac{1}{2} Z_2 + \frac{1}{2} Z_m^0 + \frac{3}{2} Z_L}$$

第六步:根据等效电路求原、副边电压。

原边电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 \\ &= \dot{U}_A^+ + 0 + \dot{I}_A^0 Z_m^0 \\ &= \dot{U}_A^+ + \frac{1}{3} \dot{I} Z_m^0 \\ &= \dot{U}_A^+ \left(1 - \frac{Z_m^0}{2Z_k + Z'_2 + Z_m^0 + 3Z_L} \right) \end{aligned}$$

同理可求 $\dot{U}_B$ 、 $\dot{U}_C$ 。

副边电压可根据各序等效电路求出

$$\begin{aligned} \dot{U}_s^+ &= -\dot{U}_A^+ - \dot{I}_s^+ Z_k \\ \dot{U}_s^- &= -\dot{I}_s^- Z_k \\ \dot{U}_s^0 &= -\dot{I}_s^0 (Z'_2 + Z_m^0) \end{aligned}$$

若忽略漏阻抗压降,则

$$\begin{aligned} \dot{U}_s^+ &= -\dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_s^- &= 0 \\ \dot{U}_s^0 &= -\dot{I}_s^0 Z_m^0 = \dot{E}_A \end{aligned}$$

所以 $\dot{U}_s = \dot{U}_s^+ + \dot{U}_s^- + \dot{U}_s^0 = -\dot{U}_A^+ - \dot{I}_s^0 Z_m^0 = -(\dot{U}_A^+ + \dot{I}_s^0 Z_m^0) = -\dot{U}_A$

同理可求出

$$\dot{U}_s = -\dot{U}_B$$

$$\dot{U}_c = -\dot{U}_c$$

第七步：作出相量图(见图 3-35)。

①作出原边三相正序电压 $-\dot{U}_A^+$ 、 $-\dot{U}_B^+$ 、 $-\dot{U}_C^+$ 。

②根据式(3-10)作出负载电流相量 $\dot{I}$ 。设 Z_L 为感性负载,则 $\dot{I}$ 落后于 $-\dot{U}_A^+$ 一角度。

③根据式(3-8) $\dot{I}_0^0 = \frac{1}{3}\dot{I}$ 作出 $\dot{I}_0^0$ 相量。

④作零序电流产生的零序磁通 $\dot{\Phi}^0$ 。若考虑铁耗, $\dot{\Phi}^0$ 落后于 $\dot{I}_0^0$ 一铁耗角。

⑤作零序电动势 $\dot{E}_a^0 = \dot{E}_b^0 = \dot{E}_c^0$,它们落后于 $\dot{\Phi}^0$ 以 90° 。

⑥根据第六步可知:

$$\dot{U}_a = -\dot{U}_A^+ - \dot{I}_0^0 Z_m^0 = -\dot{U}_A^+ + \dot{E}_a^0$$

$$\dot{U}_b = -\dot{U}_B^+ + \dot{E}_b^0$$

$$\dot{U}_c = -\dot{U}_C^+ + \dot{E}_c^0$$

从而可作出副边电压 $\dot{U}_a$ 、 $\dot{U}_b$ 和 $\dot{U}_c$ 。

⑦根据第六步得出的 $\dot{U}_a = -\dot{U}_A^+$ 、 $\dot{U}_b = -\dot{U}_B^+$ 、 $\dot{U}_c = -\dot{U}_C^+$ 作出原边电压 $-\dot{U}_A^+$ 、 $-\dot{U}_B^+$ 和 $-\dot{U}_C^+$ 。

各相电压的变化如图 3-35 所示。这种联结由于原边没有零序电流,因此副边的零序电流全部成为激磁性质的电流,从而在铁心内产生零序主磁通 $\dot{\Phi}^0$,感应零序电动势 $\dot{E}_a^0$ 、 $\dot{E}_b^0$ 、 $\dot{E}_c^0$ 、 $\dot{E}_0^0$ 迭加到正序电动势($\dot{E}_A^+ = -\dot{U}_A^+$)上,使负载相 a 相的端电压下降。在三相变压器组中,零序主磁通可在主磁路内通过, $\dot{E}_a^0$ 较大,故 a 相端电压 U_a 急剧下降,以致加不上负载;另外两相的电压则将升高,以保持线间电压不变,于是产生了严重的中性点位移(neutral point shift)现象。在三相心式变压器中,由于零序磁通被迫沿油和油箱壁闭合,零序磁通和零序电动势较小,因此中性点位移并不严重,可以正常运行。但为了尽量减小零序磁通在油箱壁中引起的涡流损耗,以及尽量减少电压的变化,Y,yn 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%。

四、其它的联结组和其它方式的不对称负载

从上面分析可以得出下列结论:三相变压器 Y,yn 联结不能带不对称负载的原因是由于一边有零序电流,而另一边没有,形成零序激磁电流,产生零序磁通。同时由于 Z_m^0 较大,产生较大的零序电动势 $\dot{E}^0$,从而产生严重的中性点偏移现象。

根据上面的结论可以看出,在其它联结组中都不会发生上述的严重的中性点偏移现象。例如 D,yn 联结中,当副边有零序电流时,在三角形绕组内部也将感应出零序电流来抵消副边的零序磁动势,因此 $\dot{\Phi}^0$ 是不大的,所以 $\dot{E}^0$ 不会大。在没有中线的绕组联结中,根本不存在零序电流,因此也没有零序电势 $\dot{E}^0$ 。

各种联结的变压器在供给线和线之间的不对称负载时,也不产生零序电流,所以除了由于漏阻抗所产生的一些不对称电压降外,不会有太严重的电压不对称。

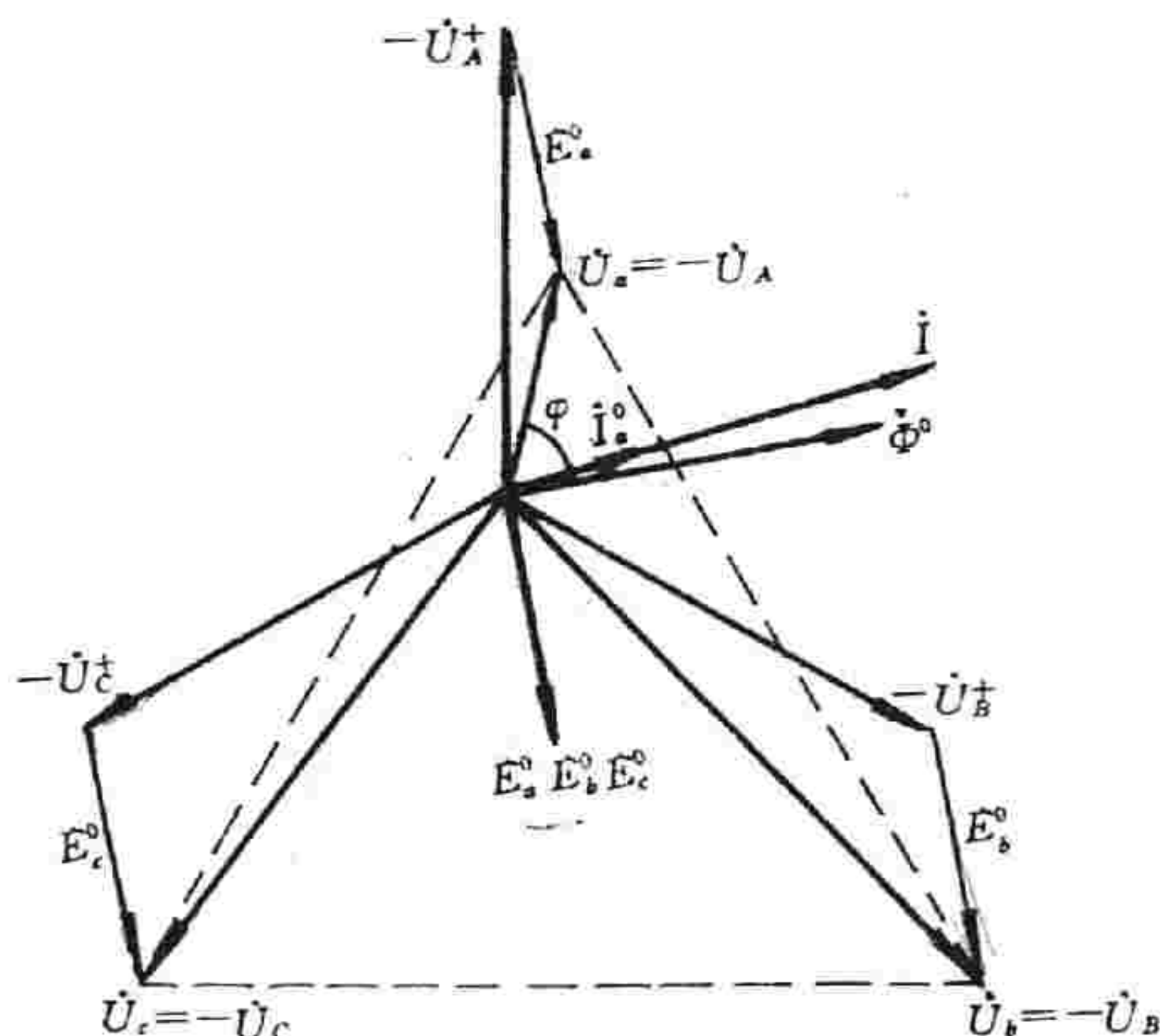


图 3-35 Y,yn 联结带单相负载的相量图

§ 3-5 变压器的 V, v 联结

在 D, d 接线的组式变压器中, 去掉一台变压器(例如去掉 C 相)时, 便成为 V, v 联结, 如图 3-36 所示。

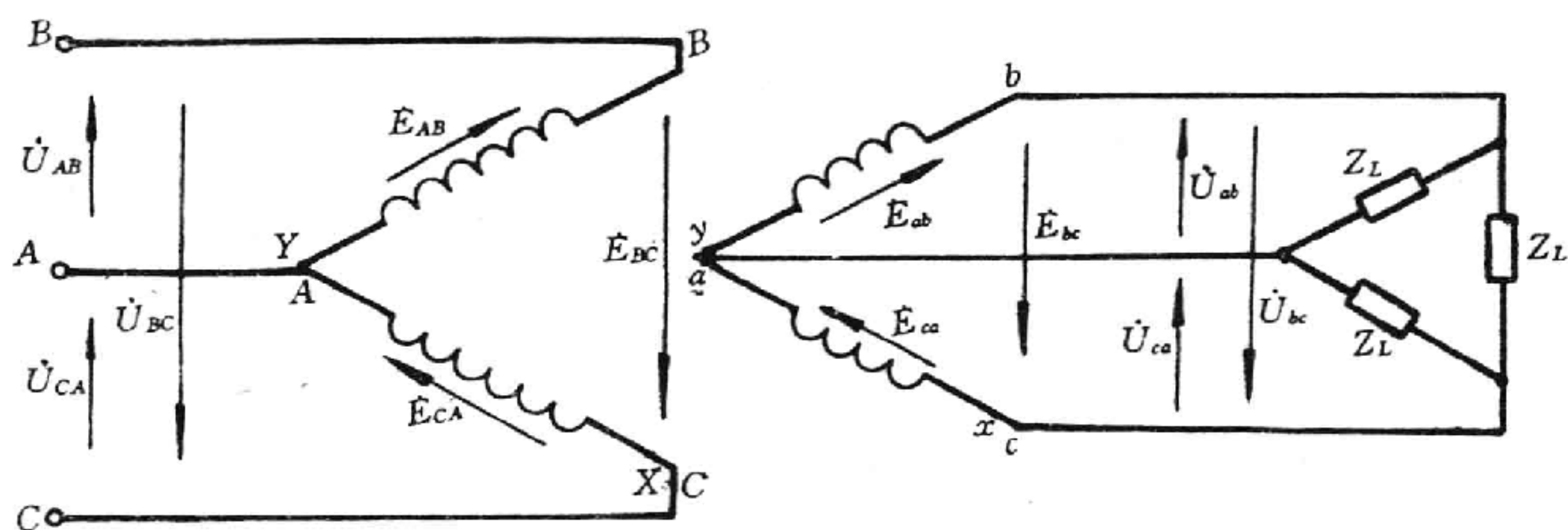


图 3-36 变压器的 V, v 联结

设原边线电压 $\dot{U}_{AB}$ 、 $\dot{U}_{BC}$ 、 $\dot{U}_{CA}$ 为三相对称电压, 若略去变压器的内部的阻抗压降, 则副边线电压为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{ab} &= \frac{\dot{U}_{AB}}{k} \\ \dot{U}_{ca} &= \frac{\dot{U}_{CA}}{k} \\ \dot{U}_{bc} &= -(\dot{U}_{ca} + \dot{U}_{ab}) = -\frac{1}{k}(\dot{U}_{CA} + \dot{U}_{AB}) = \frac{\dot{U}_{BC}}{k} \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

式中 k 为变压器的变比。其相量图如图 3-37 所示。

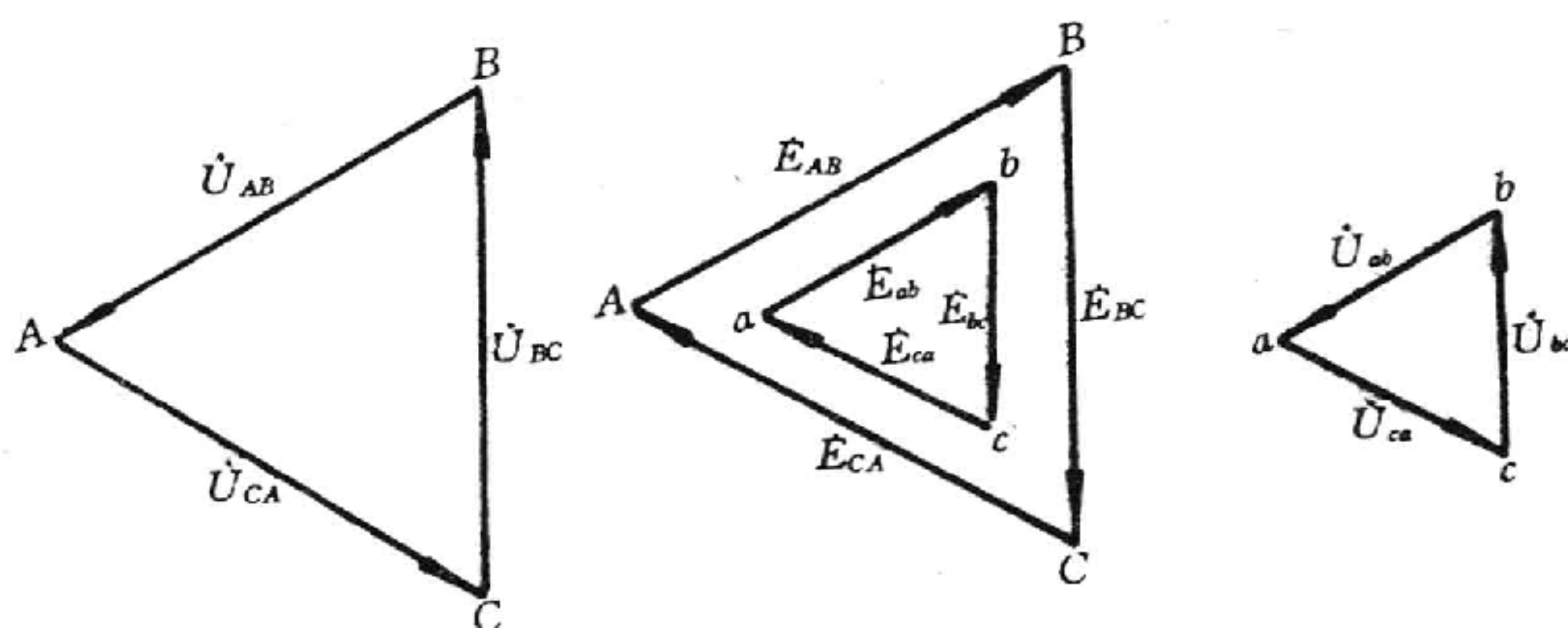


图 3-37 V, v 联结的电压、电动势相量图

由此可知, 副边线电压仍为一组三相对称电压。若副边接上三相对称负载, 则输出三相对称电流。因此两台单相变压器可接成 V, v 形接在三相线路上运行。

实际上, 由于这种接法的变压器三相阻抗压降不对称, 即使三相负载对称, 变压器副边端电压也将略有不对称, 但一般不对称度很小。

当将三台单相变压器接成 D,d 时,三相容量为 $3U_{N\phi}I_{N\phi}$ ($U_{N\phi}$ 、 $I_{N\phi}$ 分别为变压器额定相电压和相电流)。按 V,v 接线时,由于绕组电流等于线电流,故其最大输出线电流应不超过绕组相电流 $I_{N\phi}$,则三相总容量为 $\sqrt{3}U_l I_l = \sqrt{3}U_{N\phi}I_{N\phi}$,两台单相变压器的总设备容量为 $2U_{N\phi}I_{N\phi}$,故最大输出容量为设备容量的 $\frac{\sqrt{3}U_{N\phi}I_{N\phi}}{2U_{N\phi}I_{N\phi}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$ 。说明变压器作 V,v 接线时,其容量不能充分利用。

V,v 联结不是标准联结,仅用于特殊场合。例如用电单位初建时,因用电量较少,可以先用两台单相变压器接成 V,v 形,待以后负载增大时再添一台接成 D,d 联结,可减少第一次投资。此外,如使用 D,d 联结的三相变压器组,在其中一台单相变压器检修时,可将其它两台单相变压器接成 V,v 联结,作供电的应急措施。其次,为了节省设备,仅用互感器常用 V,v 形接法。

小 结

三相变压器的磁路系统可以分成各相磁路彼此没有关系的三相变压器组和三相磁路彼此有关系的三相心式变压器两种。不同的磁路系统和联结方法对空载电动势波形和零序阻抗有很大影响。

根据变压器原、副边线电动势的相位差,把变压器的绕组联结分成各种不同的联结组。不同的绕向、不同的联结和不同的标志有不同的联结组别。

三相变压器相电动势的波形与三相绕组的联结方法和三相磁路系统有关,为了得到正弦波相电动势,三相变压器组不能采用 Y,y 联结,而三相心式变压器可以采用 Y,y 联结。当三相绕组采用 Y,d 联结时,原边空载电流中的三次谐波电流分量不能流通,主磁通和相电动势中都含有三次谐波,但因副边接成三角形,副边流过的三次谐波电流同样起激磁作用,结果相电动势也近于正弦形。

分析三相变压器不对称运行时,常采用对称分量法。对称分量法是将一组不对称的电流(或电压、电动势、磁通)分解成正序、负序和零序三相对称分量。对于每一组对称分量都有相应的等效电路。计算时,先分别对各组对称分量进行计算,然后把三组对称分量计算的结果迭加起来。

Y,yn 联结的三相变压器带不对称负载时,出现中性点偏移现象,这是由于副边有零序电流,而原边没有零序电流相平衡,因此副边零序电流成为激磁电流,产生了零序主磁通,在各绕组中感应出零序电动势,使相电压中性点发生偏移。中性点偏移的大小与零序磁通大小有关,而零序磁通的大小与三相变压器的磁路系统有关。

第三章 自测题

一、填空题(每格 2 分,共 30 分)

1. 三相变压器组不采用 Y,yn 联结的主要理由是_____和_____。

2. 当变压器运行在磁化曲线饱和部分时,要得到正弦变化的磁通和电动势,就必须有_____。

_____ 磁动势。该磁动势可以由_____ 产生,也可以由_____ 产生。

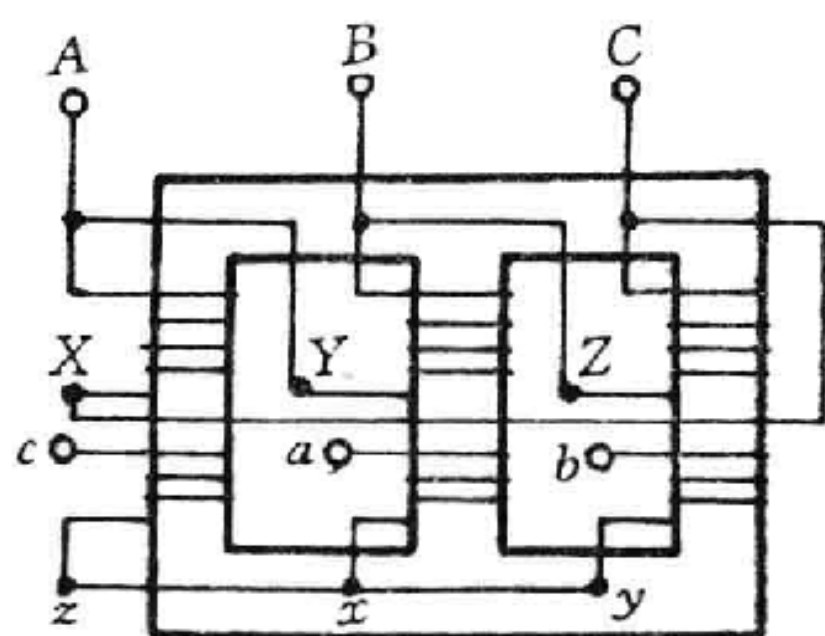
3. 变压器的负序阻抗_____ 正序阻抗;它的零序阻抗_____ 正序阻抗(填入等于或不等于);零序阻抗与_____ 和_____ 有关。

4. Y, yn 三相变压器在不对称负载时出现中性点位移的原因是_____。中点位移的大小与_____ 的大小有关。

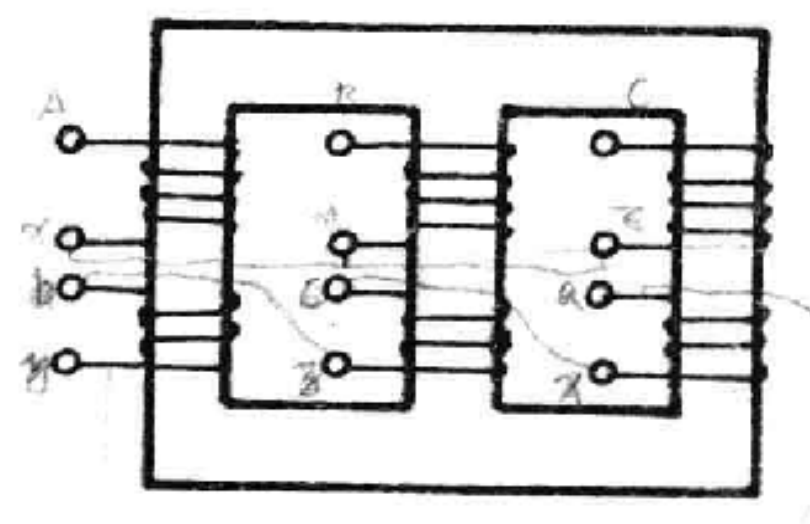
5. D, yn 联结的三相变压器,带不对称负载时,_____ 产生中性点位移,这是由于_____。

6. 变压器中的三次谐波磁通和不对称运行时的零序磁通的区别是_____。它们相同点是_____。

二、试判断题二附图联结的三相变压器的联结组别。(20 分)



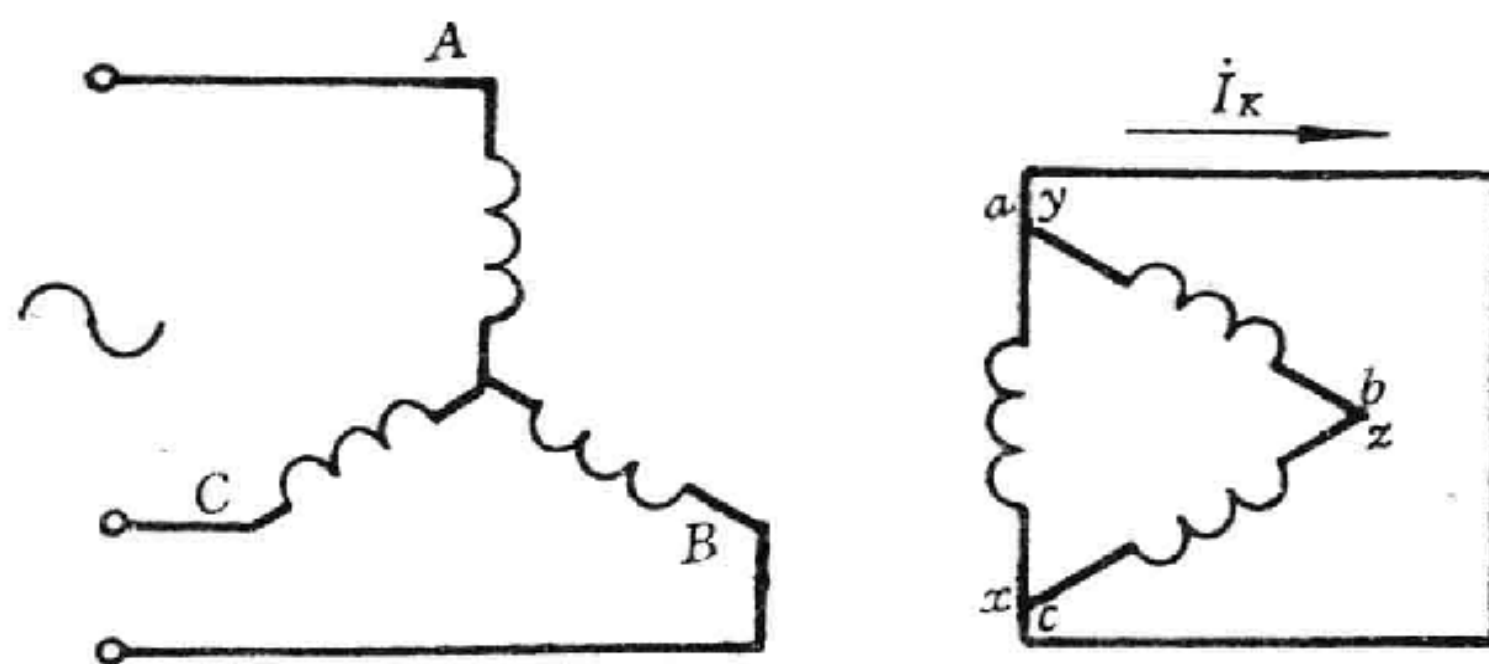
题二附图



题三附图

三、试将题三附图中三相变压器绕组联接成 Y, d7。(20 分)。

四、题四附图为 Y, d 接法的三相变压器,原边加对称额定电压 $\dot{U}_A^+, \dot{U}_B^+, \dot{U}_C^+$, 副边 a 相短路, $\dot{I}_k = 20$ 安, 该变压器的变比 $k = 2$, 试求原边电流 $\dot{I}_A, \dot{I}_B$ 和 $\dot{I}_C$ 。



题四附图

第四章 三绕组变压器、自耦变压器和互感器

本章重点内容:1. 掌握三绕组变压器的电磁关系并推导其等效电路。
2. 掌握自耦变压器的电磁关系、容量关系及其特点。
3. 了解互感器的特点。

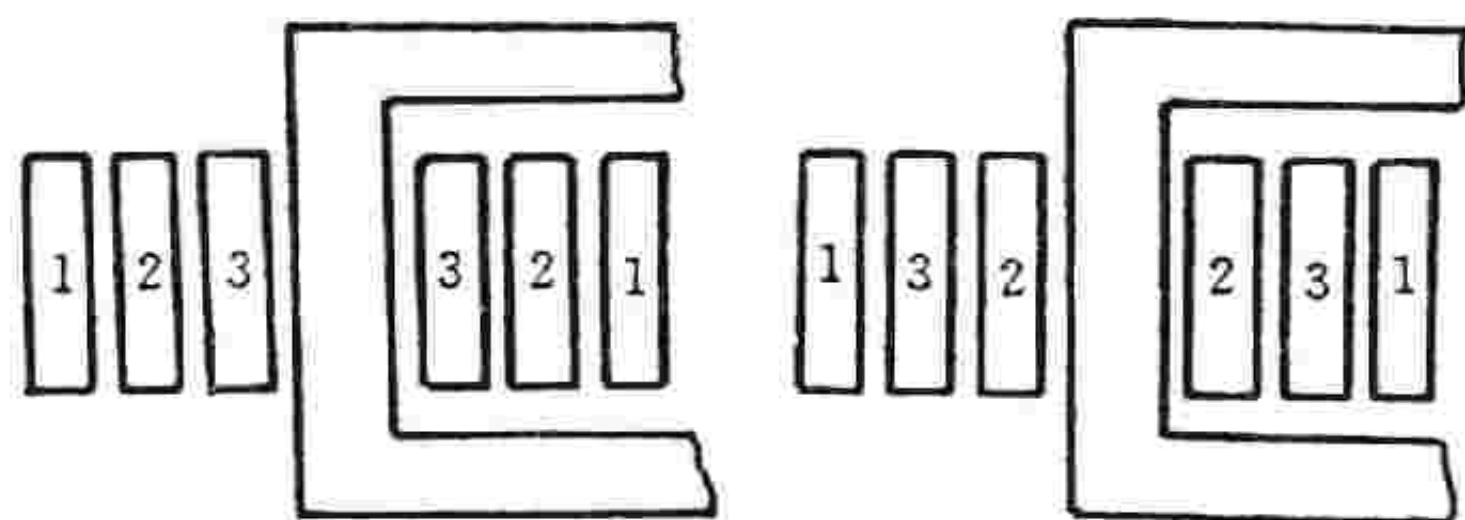
§ 4-1 三绕组变压器

一、概述

1. 什么叫三绕组变压器

在同一铁心柱上绕上一个原绕组、两个副绕组或两个原绕组一个副绕组,具有 $U_1/U_2/U_3$ 三种电压的变压器叫三绕组变压器(three-winding transformer)。

三绕组变压器一般采用同心式绕组,铁心为心式结构,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,如图 4-1(a)所示。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性能,把中压绕组放在靠近铁心柱,低压绕组放在中间,如图 4-1(b)所示。这时如果采用图 4-1(a)所示的方法布置,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。



(a)降压布置

(b)升压布置

图 4-1 三绕组变压器绕组的布置

1—高压绕组; 2—中压绕组; 3—低压绕组

三绕组变压器可以是单相的,也可以是三相的。

2. 三绕组变压器的用途

(1)变电站中利用三绕组变压器由两个系统向一个负载供电,如图 4-2(a)所示。

(2)发电厂利用三绕组变压器把发出的电压用两种电压输送到不同的电网。如图 4-2(b)所示。

采用三绕组变压器后,用一台具有三种电压 $U_1/U_2/U_3$ 的变压器代替电压分别为 U_1/U_2 , U_1/U_3 的两台变压器,使发电厂和变电所的设备简单、经济、维修管理方便,因此,三绕组变压器得到了广泛的应用。

3. 三绕组变压器的容量

在三绕组变压器中,由于一般两个副绕组不同时达到满载,根据供电实际需要,三个绕组的容量可以设计成不相等。这时,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。为了使产品标准化起见,一般三个绕组的容量配合有下列三种,供使用单位选择。

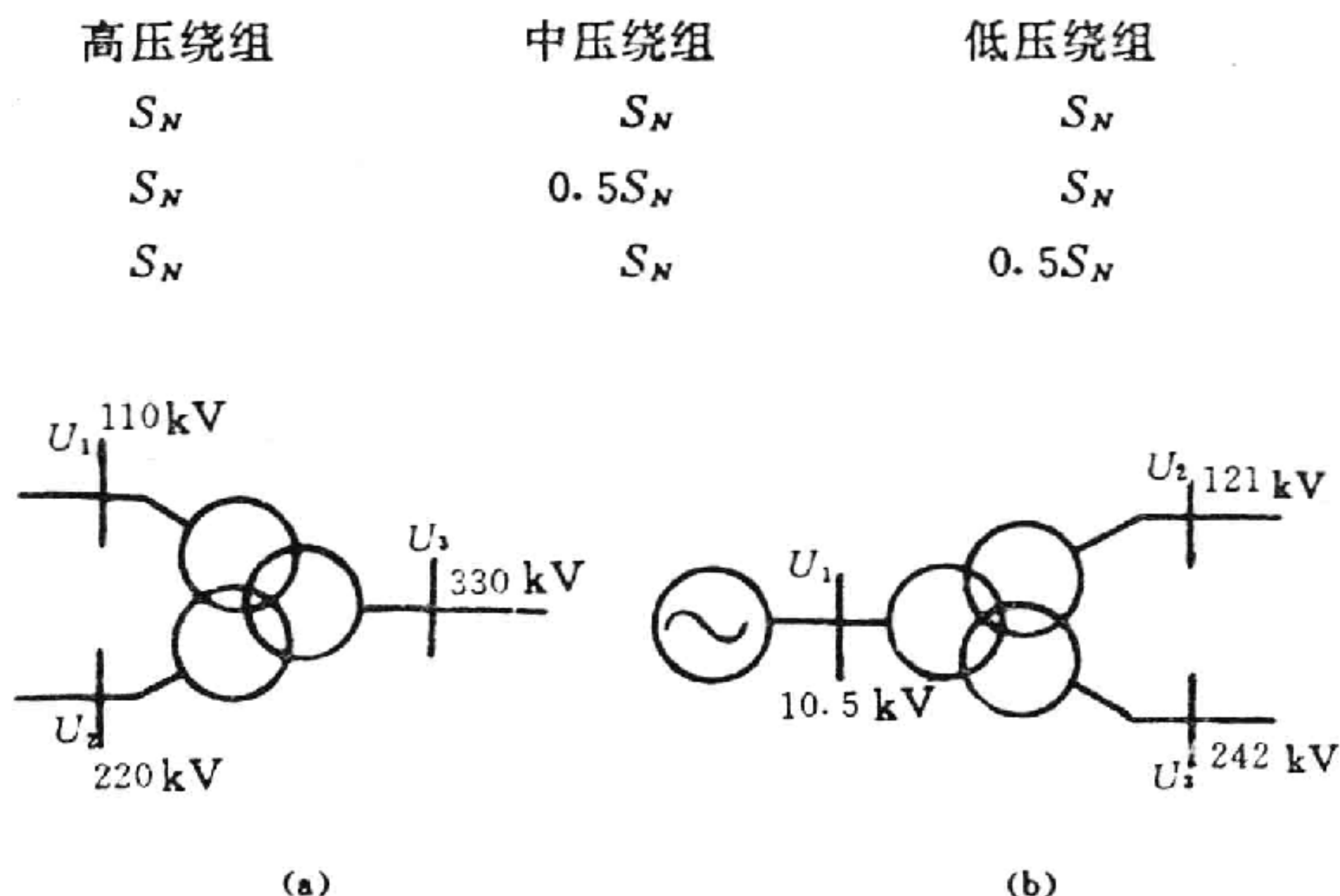


图 4-2 三绕组变压器的用途

由于三绕组变压器各绕组的额定容量可能不相等,用标么值计算时,各绕组必须采用相同的容量基值。

4. 三绕组变压器的标准联结组

根据国家标准 GB1094-85 规定,三相三绕组电力变压器的标准联结组有

YN, yn0, d11

YN, yn0, y0

单相三绕组变压器的标准联结组为

I, I0, I0

二、三绕组变压器的基本方程式和等效电路

1. 三绕组变压器的变比

当三绕组变压器的 1 绕组接到电压为 U_1 的电源上,2、3 绕组开路,这是空载运行状态。空载时,与双绕组变压器没有什么差别,只是多了两个变比。让 w_1, w_2, w_3 分别代表 1、2、3 绕组的匝数, k_{12}, k_{13}, k_{23} 分别是三个绕组之间的变比,即:

$$\left. \begin{aligned} k_{12} &= \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} \\ k_{13} &= \frac{w_1}{w_3} \approx \frac{U_1}{U_{30}} \\ k_{23} &= \frac{w_2}{w_3} \approx \frac{U_{20}}{U_{30}} = \frac{U_1/k_{12}}{U_1/k_{13}} = \frac{k_{13}}{k_{12}} \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

式中 U_{20}, U_{30} 是 2、3 绕组的开路电压。

2. 三绕组变压器的磁动势方程式

三绕组变压器各电磁量的规定正方向与双绕组变压器一样,如图 4-3 所示。

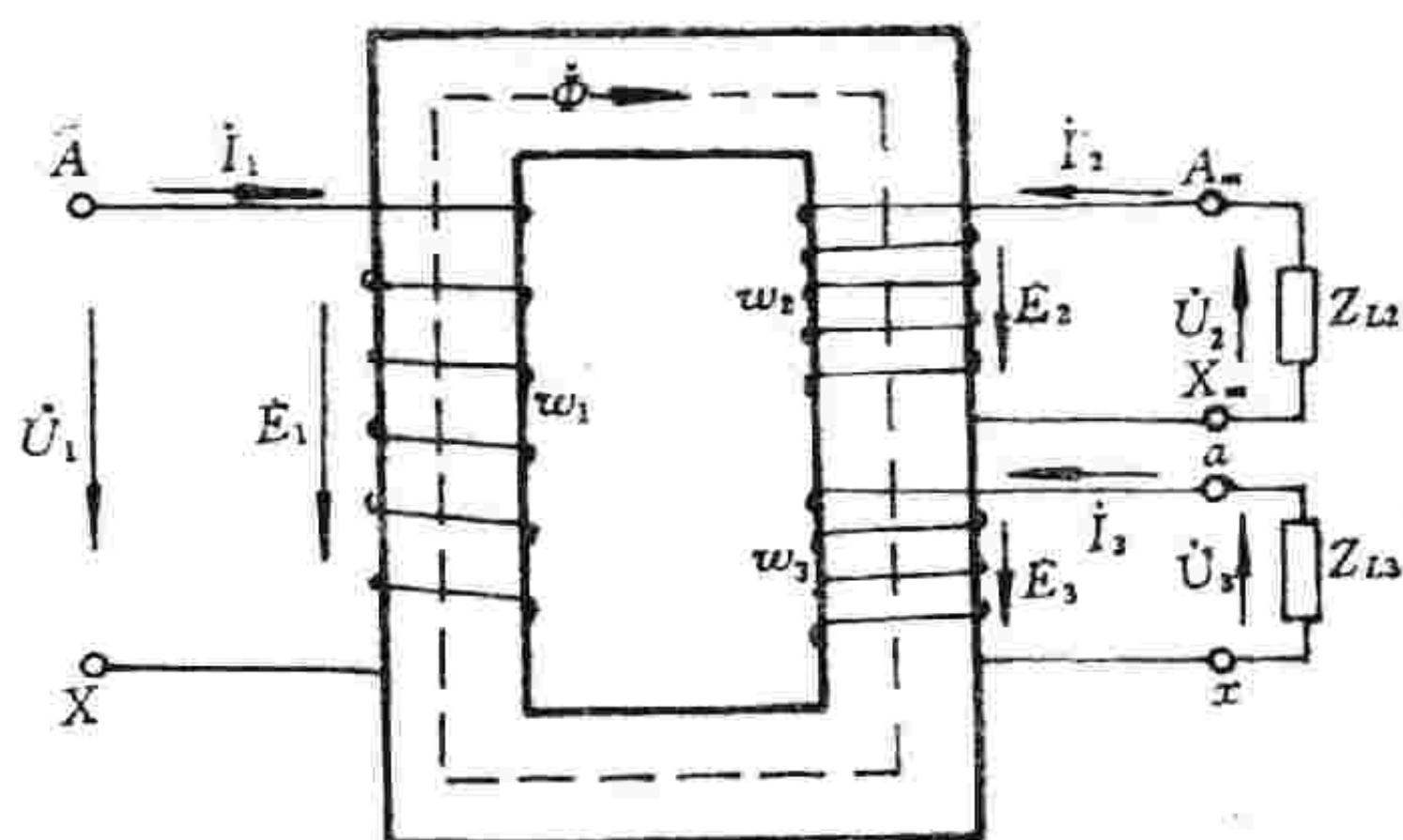


图 4-3 三绕组变压器的规定正方向

根据全电流定律和规定的正方向可列出磁动势方程式:

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 + \dot{F}_3 = \dot{F}_m \quad (4-2)$$

或

$$w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2 + w_3 \dot{I}_3 = w_1 \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_1 + \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 + \frac{w_3}{w_1} \dot{I}_3 = \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = \dot{I}_m$$

忽略激磁电流后,得:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = 0 \quad (4-3)$$

式中 $\dot{I}'_2 = \frac{\dot{I}_2}{k_{12}}$, $\dot{I}'_3 = \frac{\dot{I}_3}{k_{13}}$ 分别为 2、3 绕组的电流归算到 1 绕组的值。

3. 三绕组变压器的电动势平衡方程式

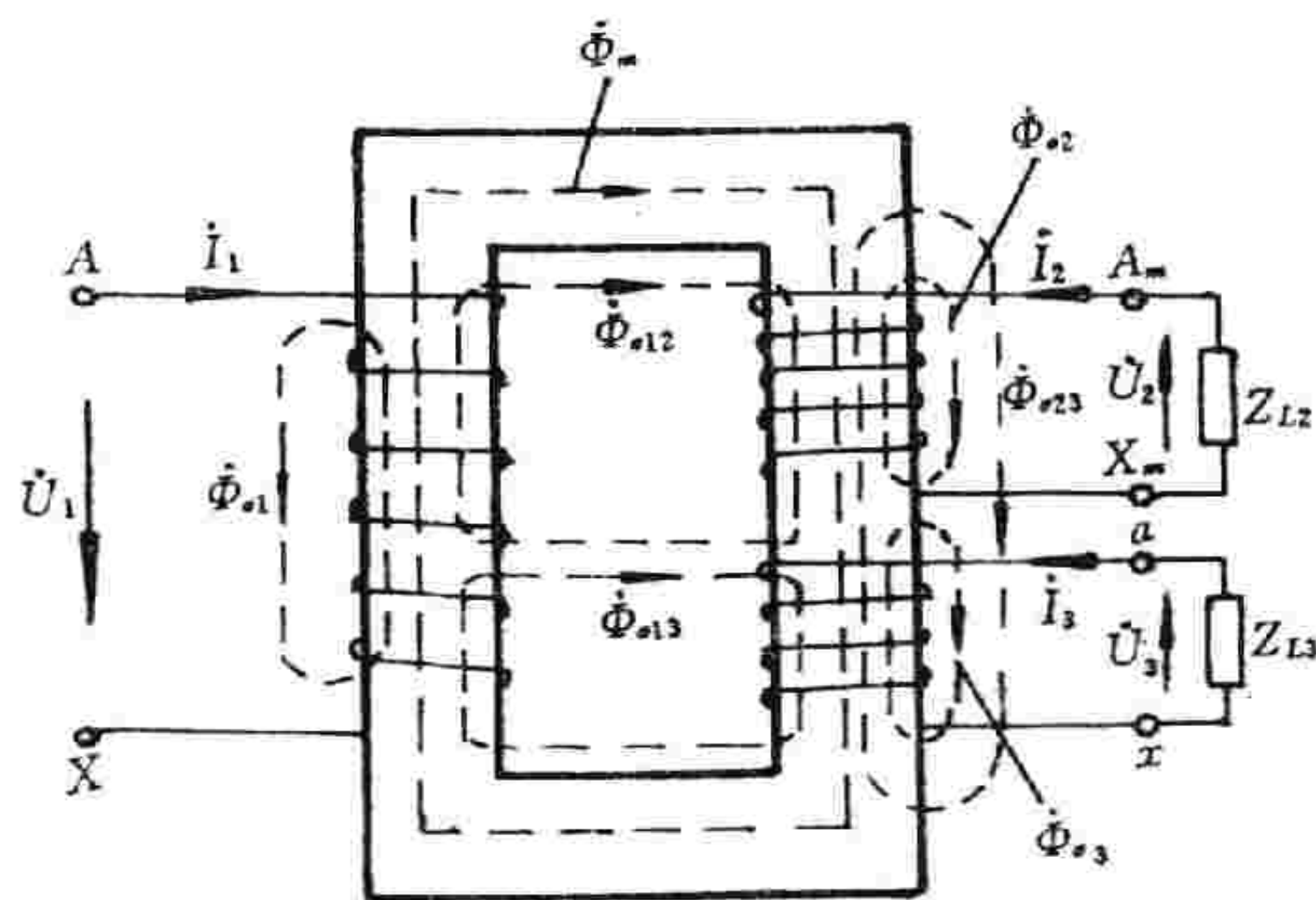


图 4-4 三绕组变压器中磁通示意图

在三绕组变压器中,磁场的分布比较复杂。就主磁通 Φ_m 来说,它是由三个磁动势 $\dot{F}_1$ 、 $\dot{F}_2$ 和 $\dot{F}_3$ 联合产生的,并与三个线圈同时相交链。就漏磁通来说,有自漏磁通和互漏磁通两种。凡是仅与一个绕组相交链而与其它两个绕组不交链的磁通,称为自漏磁通 (self leakage flux); 如果只与两个绕组相交链而不与第三个绕组相交链的磁通,称为互漏磁通 (mutual leakage flux)。如图 4-4 所示。其中 Φ_m 为主磁通, Φ_{s1} 、 Φ_{s2} 、 Φ_{s3} 为自漏磁通, Φ_{s12} 、 Φ_{s13} 、 Φ_{s23} 为互漏磁通 (Φ_{s12} 、 Φ_{s13} 应分别为与

1、2 绕组和 1、3 绕组的全部匝数相链,图 4-4 中仅为示意)。由图可见,主磁通经铁心闭合,相应的激磁阻抗随铁心的饱和程度而变化;自漏磁通和互漏磁通均主要通过空气或变压器油闭

合,相应的漏抗为常数。

为了清楚起见,把各部分磁通和它们对应的磁动势、电感列入表 4-1。

表 4-1

名 称	符号	交链匝数	磁动势与磁通关系	磁路磁导		电感(归算至 1 绕组)	
主磁通	Φ_m	w_1, w_2, w_3	$\Phi_m = \Lambda_m (w_1 i_1 + w_2 i_2 + w_3 i_3)$	Λ_m	变数	$L_m = L'_{m2} = L'_{m3}$	变数
自漏磁通	Φ_{e1}	w_1	$\Phi_{e1} = \Lambda_{e1} w_1 i_1$	Λ_{e1}	常 数	L_{e1}	常 数
	Φ_{e2}	w_2	$\Phi_{e2} = \Lambda_{e2} w_2 i_2$	Λ_{e2}		L'_{e2}	
	Φ_{e3}	w_3	$\Phi_{e3} = \Lambda_{e3} w_3 i_3$	Λ_{e3}		L'_{e3}	
互漏磁通	Φ_{e12}	w_1, w_2	$\Phi_{e12} = \Lambda_{e12} (w_1 i_1 + w_2 i_2)$	Λ_{e12}		L'_{e12}	
	Φ_{e13}	w_1, w_3	$\Phi_{e13} = \Lambda_{e13} (w_1 i_1 + w_3 i_3)$	Λ_{e13}		L'_{e13}	
	Φ_{e23}	w_2, w_3	$\Phi_{e23} = \Lambda_{e23} (w_2 i_2 + w_3 i_3)$	Λ_{e23}		L'_{e23}	

运用上述主磁通和漏磁通的概念,可以按照两绕组变压器的分析方法,推导出三绕组变压器的电动势方程式,但分析过程繁琐,因为它有交链两个绕组的互漏磁通。为了简化分析过程,我们采用各绕组的自感和两绕组之间的互感的概念来进行分析。此时,无论自感或互感都是与各绕组或绕组之间的全部磁通相对应,而不去分什么主磁通和漏磁通。

(1) 自感电动势

由 $\dot{I}_1$ 产生的与 1 绕组交链的全部磁通所经磁路的磁导为 $(\Lambda_m + \Lambda_{e1} + \Lambda_{e12} + \Lambda_{e13})$, 所以 1 绕组的全自感为

$$L_1 = L_m + L_{e1} + L'_{e12} + L'_{e13} \quad (\text{归算到 1 绕组})$$

因此 $\dot{I}_1$ 产生的自感电动势为

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_1 &= -j\omega L_1 \dot{I}_1 \\ \text{同理, } \dot{I}'_2, \dot{I}'_3 \text{ 产生的折合到 1 绕组的自感电动势分别为} \\ \dot{E}'_2 &= -j\omega L'_2 \dot{I}'_2 \\ \dot{E}'_3 &= -j\omega L'_3 \dot{I}'_3 \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

式中 $L'_2 = L'_{m2} + L'_{e2} + L'_{e12} + L'_{e23}$

$L'_3 = L'_{m3} + L'_{e3} + L'_{e13} + L'_{e23}$

分别为 2、3 绕组归算到 1 绕组的全自感。

(2) 互感电动势

$\dot{I}'_1$ 或 $\dot{I}'_2$ 产生的与 1、2 绕组交链的全部磁通所经磁路的磁导为 $(\Lambda_m + \Lambda_{e12})$, 所以 1、2 绕组的互感为

$$M'_{12} = L_m + L'_{e12} \quad (\text{归算到 1 绕组})$$

因此 $\dot{I}_1$ 产生的磁通在 2 绕组中感应的互感电动势为

$$\begin{aligned}
 \dot{E}'_{21} &= -j\omega M'_{12} \dot{I}_1 \\
 \dot{I}'_2 \text{ 产生的磁通在 1 绕组中感应的互感电势为} \\
 \dot{E}_{12} &= -j\omega M'_{12} \dot{I}'_2 \\
 \text{同理, 1、3 和 2、3 绕组间的互感电动势为} \\
 \dot{E}'_{31} &= -j\omega M'_{13} \dot{I}_1 \\
 \dot{E}'_{13} &= -j\omega M'_{13} \dot{I}'_3 \\
 \dot{E}'_{32} &= -j\omega M'_{23} \dot{I}'_2 \\
 \dot{E}'_{23} &= -j\omega M'_{23} \dot{I}'_3
 \end{aligned} \quad (4-5)$$

式中 $M'_{13} = L_m + L'_{e13}$
 $M'_{23} = L_m + L'_{e23}$

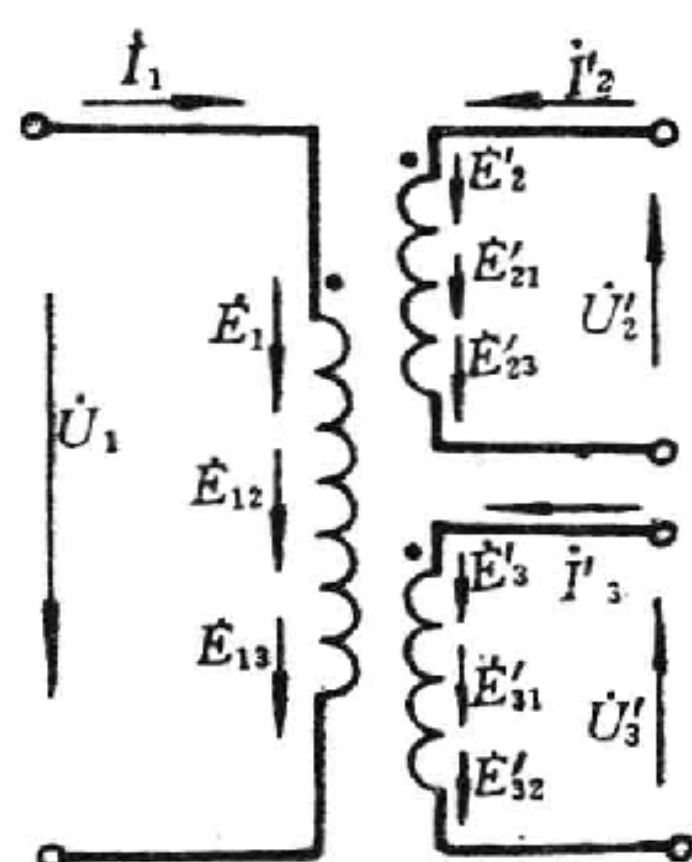


图 4-5 各绕组中的感应电动势及规定正方向

分别为 1、3 和 2、3 绕组归算到 1 绕组的互感。

以上参数 $L_1, L'_2, L'_3, M'_{12}, M'_{13}, M'_{23}$ 所对应的磁导都包含有主磁路的磁导 Λ_m , 因此, 这些自感系数和互感系数均为非线性参数, 它们都随铁心的饱和程度而变化。

根据规定正方向(图 4-5)和式(4-4)、(4-5), 可列出归算到 1 绕组的电动势方程式:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= \dot{I}_1 r_1 - \dot{E}_1 - \dot{E}_{12} - \dot{E}_{13} \\
 &= \dot{I}_1 r_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M'_{12} \dot{I}'_2 + j\omega M'_{13} \dot{I}'_3 \\
 -\dot{U}'_2 &= \dot{I}'_2 r'_2 - \dot{E}'_2 - \dot{E}'_{21} - \dot{E}'_{23} \\
 &= \dot{I}'_2 r'_2 + j\omega L'_2 \dot{I}'_2 + j\omega M'_{12} \dot{I}_1 + j\omega M'_{23} \dot{I}'_3 \\
 -\dot{U}'_3 &= \dot{I}'_3 r'_3 - \dot{E}'_3 - \dot{E}'_{31} - \dot{E}'_{32} \\
 &= \dot{I}'_3 r'_3 + j\omega L'_3 \dot{I}'_3 + j\omega M'_{13} \dot{I}_1 + j\omega M'_{23} \dot{I}'_2
 \end{aligned}$$

写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ -\dot{U}'_2 \\ -\dot{U}'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 & j\omega M'_{12} & j\omega M'_{13} \\ j\omega M'_{12} & r'_2 + j\omega L'_2 & j\omega M'_{23} \\ j\omega M'_{13} & j\omega M'_{23} & r'_3 + j\omega L'_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}'_2 \\ \dot{I}'_3 \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

其中电流、电压、电阻的归算与双绕组变压器完全一样, 即

$$\begin{aligned}
 U'_2 &= k_{12} U_2 & I'_2 &= \frac{I_2}{k_{12}} & r'_2 &= k_{12}^2 r_2 \\
 U'_3 &= k_{13} U_3 & I'_3 &= \frac{I_3}{k_{13}} & r'_3 &= k_{13}^2 r_3
 \end{aligned}$$

关于自感系数和互感系数的归算, 可根据自感系数和匝数的平方成正比, 互感系数和两绕组匝数之乘积成正比推出, 如

$$\begin{aligned}
 \frac{L'_2}{L_2} &= \frac{w_1^2}{w_2^2} = k_{12}^2 \\
 L'_2 &= k_{12}^2 L_2
 \end{aligned}$$

同理

$$L'_3 = k_{13}^2 L_3$$

$$\frac{M'_{12}}{M_{12}} = \frac{w_1 \cdot w_1}{w_1 \cdot w_2} = k_{12}$$

$$M'_{12} = k_{12} M_{12}$$

同理

$$M'_{13} = k_{13} M_{13}$$

$$\frac{M'_{23}}{M_{23}} = \frac{w_1 \cdot w_1}{w_2 \cdot w_3} = k_{12} k_{13}$$

$$M'_{23} = k_{12} k_{13} M_{23}$$

方程组(4-6)是非线性方程组,可以通过初等变换消去主磁通所对应的电感 L_m

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \dot{U}_1 - (-\dot{U}'_2) \\ -\dot{U}'_2 - (-\dot{U}'_3) \\ \dot{U}_1 - (-\dot{U}'_3) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} r_1 + j\omega(L_1 - M'_{12}) & -[r'_2 + j\omega(L'_2 - M'_{12})] & -j\omega(M'_{23} - M'_{13}) \\ -j\omega(M'_{13} - M'_{12}) & r'_2 + j\omega(L'_2 - M'_{23}) & -[r'_3 + j\omega(L'_3 - M'_{23})] \\ r_1 + j\omega(L_1 - M'_{13}) & -j\omega(M'_{23} - M'_{12}) & -[r'_3 + j\omega(L'_3 - M'_{13})] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-7)$$

式中只含自感与互感或互感与互感之间的差,故式(4-5)已把非线性问题线性化了。从式中还可见,任两个绕组之间的压降都有第三个绕组电流产生的互感影响。利用电流关系 $\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0$,式(4-7)可写成

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 - (-\dot{U}'_2) \\ -\dot{U}'_2 - (-\dot{U}'_3) \\ \dot{U}_1 - (-\dot{U}'_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + jx_1 & -(r'_2 + jx'_2) & 0 \\ 0 & (r'_2 + jx'_2) & -(r'_3 + jx'_3) \\ r_1 + jx_1 & 0 & -(r'_3 + jx'_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \omega(L_1 - M'_{12} - M'_{13} + M'_{23}) \\ x'_2 &= \omega(L'_2 - M'_{12} - M'_{22} + M'_{13}) \\ x'_3 &= \omega(L'_3 - M'_{13} - M'_{23} + M'_{12}) \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

从前面指出的自感和互感的意义可知,式(4-9)中等号右边每一项所对应的磁导都包括了主磁导和漏磁导,随之每一自感或互感都可看成由一个大家都共同的激磁电感 L_m 加上一个自己特有的漏电感。这样,从式(4-9)可见,每个电抗的表达式中,都是二个正的和二个负的,因此,激磁电感 L_m 便彼此消掉了,剩下的全是漏电感。由此可见, x_1, x'_2, x'_3 具有漏抗的性质,它们是不变的常数。由于 x_1, x'_2, x'_3 是由各绕组的自感和绕组之间的互感组合而成,它们并不是漏电抗,所以称为各绕组的等效电抗。既然 x_1, x'_2, x'_3 是常数,方程式(4-8)就是一个常系数矩阵。根据方程式即可作出等效电路。

4. 三绕组变压器的等效电路和相量图

方程式(4-8)可写成

$$\dot{U}_1 + \dot{U}'_2 = \dot{I}_1(r_1 + jx_1) - \dot{I}'_2(r_2 + jx'_2) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}'_2 Z'_2 \quad \text{--- ①}$$

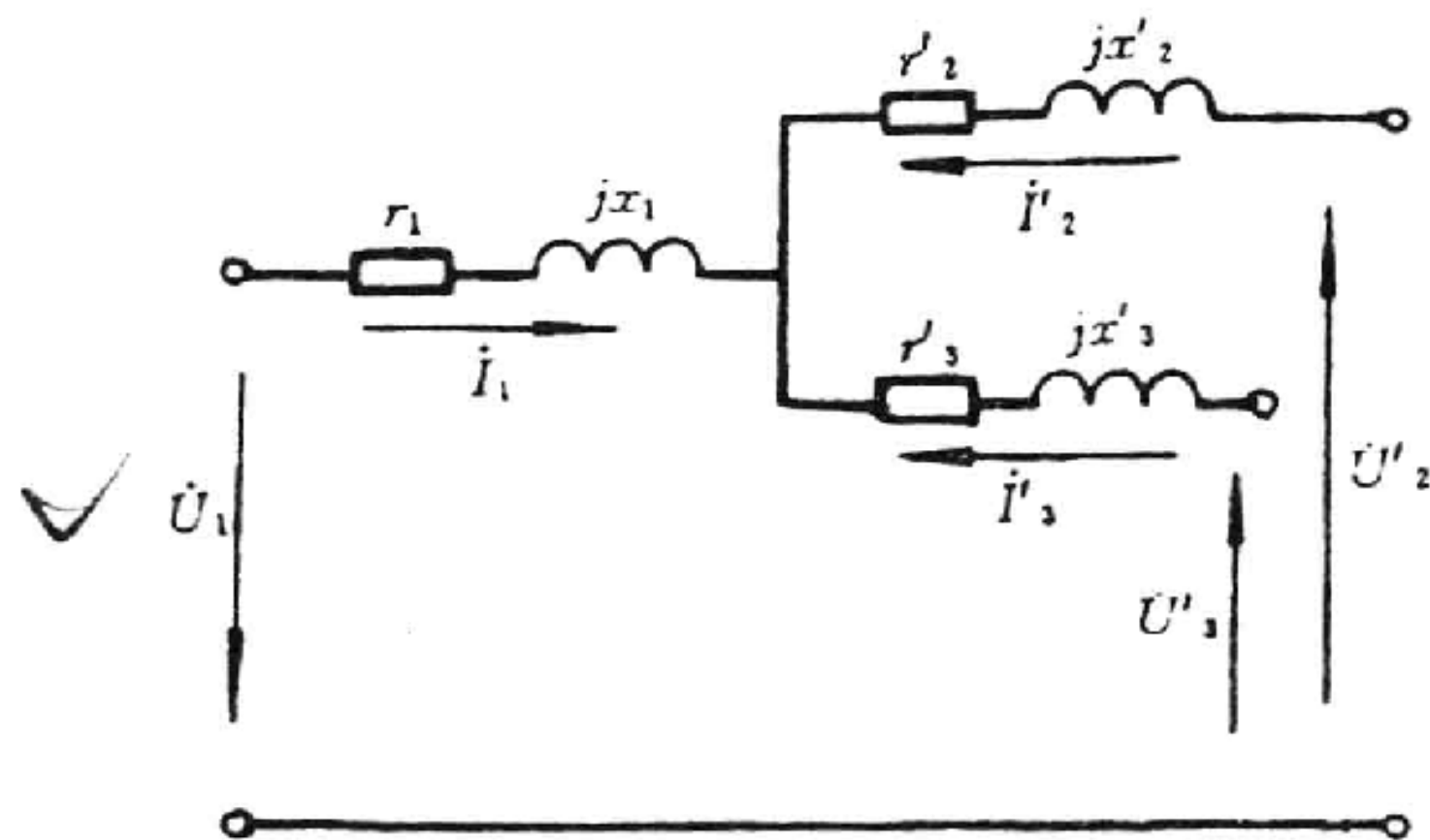
$$\dot{U}_1 + \dot{U}'_3 = \dot{I}_1(r_1 + jx_1) - \dot{I}'_3(r'_3 + jx'_3) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}'_3 Z'_3 \quad \text{--- ②}$$

式中 Z_1, Z'_2, Z'_3 分别为 1、2、3 绕组的等效阻抗。

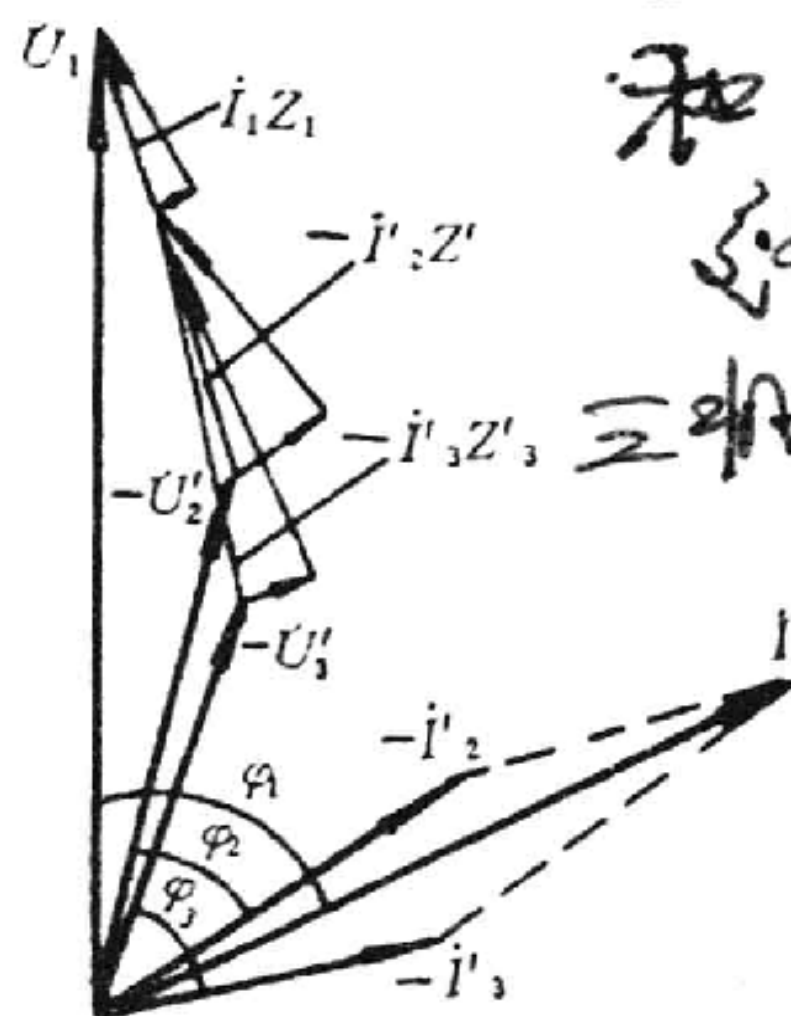
再根据方程式(4-3)

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = 0 \quad \text{--- ③}$$

即可作出简化等效电路如图 4-6(a)所示。与之对应的相量图如图 4-6(b)所示。



(a)



(b)

图 4-6 三绕组变压器的简化等效电路和相量图

三、三绕组变压器的电压调整率和效率

和双绕组变压器一样,三绕组变压器的负载变化时,第二和第三绕组的端电压亦会发生变化,此电压的变化可用简化等效电路求出。电压调整率用下式进行计算。

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{12} &= \frac{U_{1N} - U'_2}{U_{1N}} \times 100\% \\ \Delta U_{13} &= \frac{U_{1N} - U'_3}{U_{1N}} \times 100\% \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

第 2 绕组的电压调整率 ΔU_{12} 由 $\dot{I}'_2$ 和 $\dot{I}'_3$ 同时引起,可以近似地认为

$$\Delta U_{12} \approx \Delta U_{12(\alpha_2)} + \Delta U_{12(\alpha_3)} \quad (4-11)$$

仿照双绕组变压器计算电压调整率的公式(2-29),由 $\dot{I}'_2$ 所引起的电压调整率 $\Delta U_{12(\alpha_2)}$ 应为

$$\Delta U_{12(\alpha_2)} = \beta_2 r_{k12} \cos \varphi_2 + \beta_2 x_{k12} \sin \varphi_2 \quad (4-12)$$

式中 $r_{k12} = r_1 + r'_2$; $x_{k12} = x_1 + x'_2$ 。

由 $\dot{I}'_3$ 所引起的电压调整率 $\Delta U_{12(\alpha_3)}$ 应为

$$\Delta U_{12(\alpha_3)} = \beta_3 r'_1 \cos \varphi_3 + \beta_3 x'_1 \sin \varphi_3 \quad (4-13)$$

同理可得 ΔU_{13} , 此时只要把式(4-11)、(4-12)和(4-13)中的下标 2 换为 3, 3 换为 2 即可。

三绕组变压器的效率可用下式进行计算:

$$\eta = \left(1 - \frac{p_{cu1} + p_{cu2} + p_{cu3} + p_{fe}}{P_2 + P_3 + p_{cu1} + p_{cu2} + p_{cu3} + p_{fe}}\right) \times 100\% \quad (4-14)$$

式中 p_{cu1} 、 p_{cu2} 、 p_{cu3} ——1、2、3 绕组的铜耗；

p_{fe} ——铁耗；

P_2 、 P_3 ——2、3 绕组输出的有功功率。

四、三绕组变压器的参数测定

三绕组变压器简化等效电路中的参数可通过三个短路试验测定，线路图如图 4-7 所示。

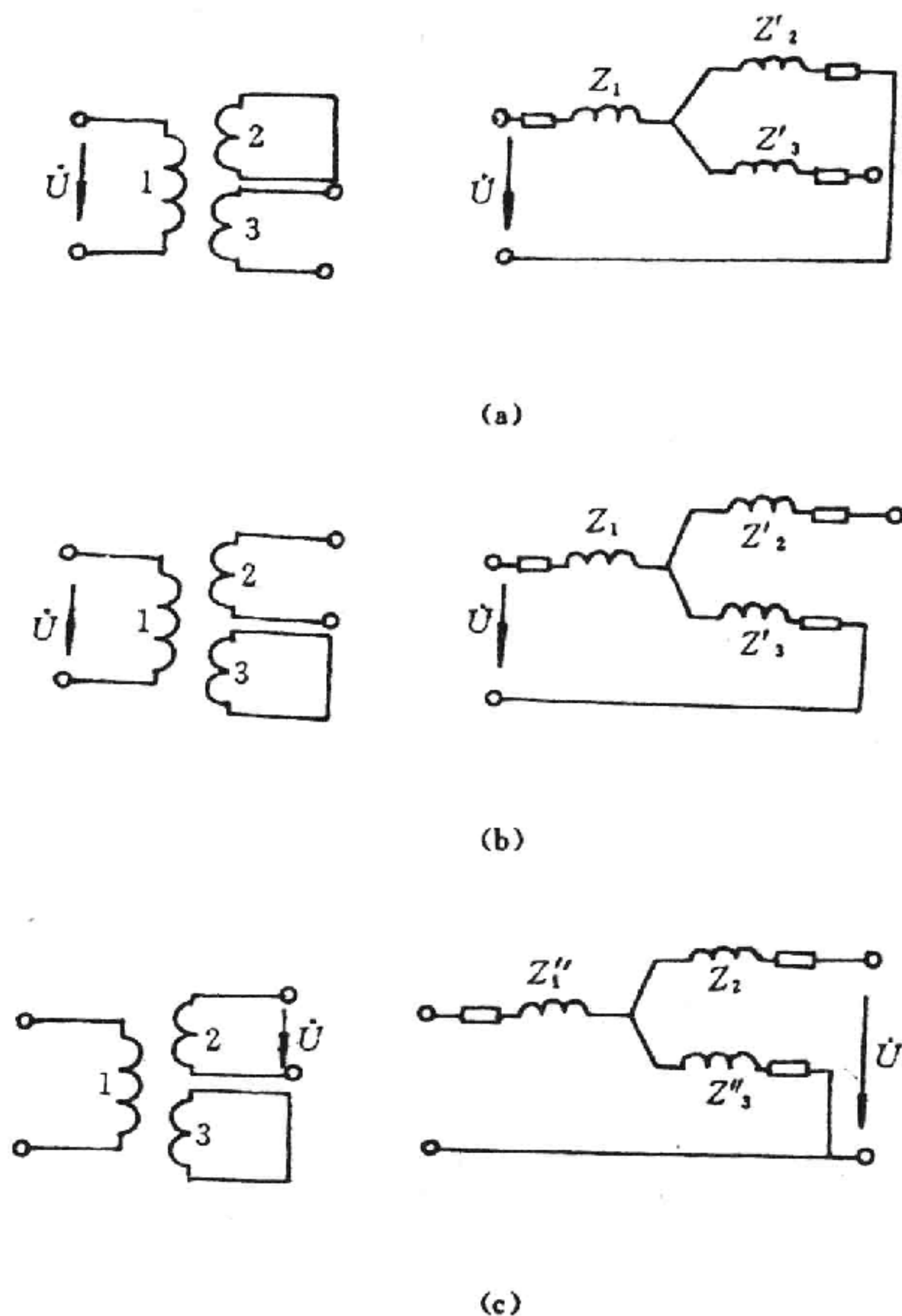


图 4-7 三绕组变压器短路试验

(1) 在 1 绕组上加低电压，2 绕组短路，3 绕组开路，如图 4-7(a)，测出 U_{k12} 、 I_{k12} 和 p_{k12} ，则归算到 1 绕组的短路阻抗为：

$$\left. \begin{aligned} z_{k12} &= \frac{U_{k12}}{I_{k12}} \\ r_{k12} &= \frac{p_{k12}}{I_{k12}^2} \\ x_{k12} &= \sqrt{z_{k12}^2 - r_{k12}^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-15)$$

式中 r_{k12} 应换算到工作温度。

(2) 在 1 绕组加低电压, 3 绕组短路, 2 绕组开路, 如图 4-7(b), 测出 U_{k13} 、 I_{k13} 、 p_{k13} , 同时可算出 z_{k13} 、 r_{k13} 和 x_{k13} 。

(3) 在 2 绕组加低电压, 3 绕组短路, 1 绕组开路, 如图 4-7(c), 测出 U_{k23} 、 I_{k23} 、 p_{k23} , 同样可算出 z_{k23} 、 r_{k23} 和 x_{k23} 。所测的参数是归算到 2 绕组, 还要把测出的参数归算到 1 绕组, 即乘以 k_{12}^2 。

$$\begin{aligned} z'_{k23} &= k_{12}^2 z_{k23} = k_{12}^2 (z_2 + k_{23}^2 z_3) \\ &= k_{12}^2 z_2 + k_{12}^2 \left(\frac{k_{13}}{k_{12}} \right)^2 z_3 = z'_2 + z'_3 \end{aligned}$$

测出了 z_{k12} 、 z_{k13} 和 z'_{k23} 后, 可算出等效电路中的 z_1 、 z'_2 、 z'_3 。

已知

$$\begin{aligned} r_{k12} &= r_1 + r'_2 & x_{k12} &= x_1 + x'_2 \\ r_{k13} &= r_1 + r'_3 & x_{k13} &= x_1 + x'_3 \\ r'_{k23} &= r'_2 + r'_3 & x'_{k23} &= x'_2 + x'_3 \end{aligned}$$

于是可求出

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{2}(r_{k12} + r_{k13} - r'_{k23}) \\ r'_2 &= \frac{1}{2}(r_{k12} + r'_{k23} - r_{k13}) \\ r'_3 &= \frac{1}{2}(r_{k13} + r'_{k23} - r_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \frac{1}{2}(x_{k12} + x_{k13} - x'_{k23}) \\ x'_2 &= \frac{1}{2}(x_{k12} + x'_{k23} - x_{k13}) \\ x'_3 &= \frac{1}{2}(x_{k13} + x'_{k23} - x_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

短路试验测出的短路电抗 x_{k12} 、 x_{k13} 、 x'_{k23} 三者的大小与三绕组的安排位置有关。如图 4-1(a) 的安排 1、3 绕组之间漏磁最大, 其次是 1、2 绕组间漏磁, 最小的是 2、3 绕组之间的。所以 $x_{k13} > x_{k12} > x'_{k23}$ 。把试验测得的电抗值代入 (4-17) 式, 有可能出现 x'_2 接近于零或者略微变负。由于 x'_3 是等效电抗, 接近于零以至变负值都是可能的。做短路试验测出的短路电抗 x_{k12} 、 x_{k13} 、 x'_{k23} 的确是相应两个绕组之间真实的漏电抗, 它不会变负。

§ 4-2 自耦变压器

一、自耦变压器 (autotransformer) 的结构特点

普通变压器的原、副绕组之间只有磁的联系而没有电路上的联系。自耦变压器的特点在于原、副绕组之间不仅有磁的联系而且还有电路的直接联系。

自耦变压器可以由一台双绕组变压器演变过来。设有一台双绕组变压器, 原、副绕组匝数分别为 w_1 和 w_2 , 额定电压为 U_{1N} 和 U_{2N} , 额定电流为 I_{1N} 和 I_{2N} , 其变比为

$$k = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_{1N}}{U_{2N}}$$

如果保持两个绕组的额定电压和额定电流不变,把原绕组和副绕组顺极性串联起来作为新的原边。而副绕组还同时作为副边,它的两个端点接到负载阻抗 Z_L ,便演变成了一台降压自耦变压器,如图 4-8 所示。

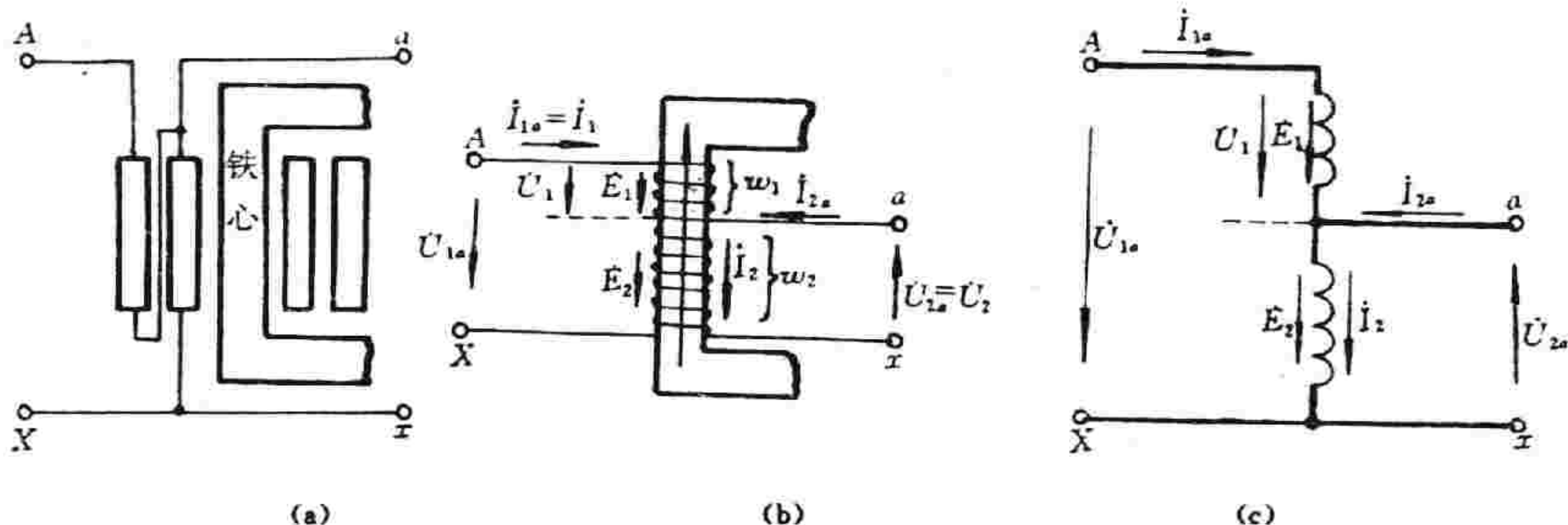


图 4-8 自耦变压器原理图

从绕组的作用看,绕组 ax 供高、低压两侧共用,叫做公共绕组(*common winding*),绕组 Aa 则与公共绕组串联后供高压侧使用,叫做串联绕组(*series winding*)。

自耦变压器可作为降压变压器,也可作为升压变压器。而且也有单相和三相之分。

自耦变压器的变比为:

$$k_a = \frac{E_1 + E_2}{E_2} = \frac{w_1 + w_2}{w_2} = k + 1 \quad (4-15)$$

式中 $k = \frac{w_1}{w_2}$ 为双绕组变压器的变比。

二、自耦变压器的基本方程式和等效电路

1. 基本方程式

(1) 电流关系: 按照全电流定律,自耦变压器的激磁磁动势 $\dot{F}_m$ 应等于串联绕组的磁动势 $\dot{I}_{1a}w_1$ 与公共绕组的磁动势 $\dot{I}_2w_2$ 之和。考虑到激磁电流是由电源供给的,它流经的匝数为 $(w_1 + w_2)$,所以

$$\dot{F}_m = \dot{I}_{1a}w_1 + \dot{I}_2w_2 = \dot{I}_m(w_1 + w_2)$$

由节点 a 可列出电流方程

$$\dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a} = \dot{I}_2 \quad (4-19)$$

把上式代入磁动势方程式:

$$\dot{I}_{1a}w_1 + (\dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a})w_2 = \dot{I}_m(w_1 + w_2)$$

$$\dot{I}_{1a}(w_1 + w_2) + \dot{I}_{2a}w_2 = \dot{I}_m(w_1 + w_2)$$

两边都除以 $(w_1 + w_2)$,得

$$\dot{I}_{1a} + \frac{w_2}{w_1 + w_2} \dot{I}_{2a} = \dot{I}_m$$

$$\dot{I}_{1a} + \dot{I}'_{2a} = \dot{I}_m$$

(4-20)

式中 $\dot{I}'_{2a} = \frac{w_2}{w_1 + w_2} \dot{I}_{2a} = \frac{1}{k_a} \dot{I}_{2a}$ 为自耦变压器副边电流的归算值,若忽略 $\dot{I}_m$,则

$$\begin{aligned}\dot{I}_{1a} + \dot{I}'_{2a} &= 0 \\ \dot{I}_{1a} &= -\dot{I}_{2a} = -\frac{\dot{I}_{2a}}{k_a}\end{aligned}\quad (4-21)$$

代入(4-19)式得

$$\begin{aligned}\dot{I}_2 &= \dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a} = \dot{I}_{1a} + (-k_a \dot{I}_{1a}) = \dot{I}_{1a}(1 - k_a) \\ &= -\frac{\dot{I}_{2a}}{k_a} + \dot{I}_{2a} = \dot{I}_{2a}(1 - \frac{1}{k_a})\end{aligned}\quad (4-22)$$

(2)电压关系: 副边回路电压方程式为

$$\dot{U}_{2a} = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_{ax} = \dot{E}_2 - (1 - \frac{1}{k_a}) \dot{I}_{2a} Z_{ax} \quad (4-23)$$

式中 Z_{ax} ——未经归算的 ax 部分绕组漏阻抗。

若变压器副边接负载阻抗 Z_L , 则

$$\dot{U}_{2a} = \dot{I}_{2a} Z_L$$

若归算到原边, 则

$$\dot{U}'_{2a} = \dot{I}'_{2a} Z'_L \quad (4-24)$$

式中 $Z'_L = k_a^2 Z_L$

原边回路电压方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U}_{1a} &= -(\dot{E}_1 + \dot{E}_2) + \dot{I}_{1a} Z_{Aa} + \dot{I}_2 Z_{ax} \\ &= -(\dot{E}_1 + \dot{E}_2) + \dot{I}_{1a} Z_{Aa} + (1 - k_a) \dot{I}_{1a} Z_{ax}\end{aligned}$$

而 $(\dot{E}_1 + \dot{E}_2) = k_a \dot{E}_2 = k_a [\dot{U}_{2a} + \dot{I}_2 Z_{ax}] = k_a [\dot{U}_{2a} + (1 - k_a) \dot{I}_{1a} Z_{ax}]$

代入 $\dot{U}_{1a}$ 式得

$$\begin{aligned}\dot{U}_{1a} &= -k_a [\dot{U}_{2a} + (1 - k_a) \dot{I}_{1a} Z_{ax}] + \dot{I}_{1a} Z_{Aa} + (1 - k_a) \dot{I}_{1a} Z_{ax} \\ &= -k_a \dot{U}_{2a} + \dot{I}_{1a} [Z_{Aa} + (k_a - 1)^2 Z_{ax}] \\ &= -\dot{U}'_{2a} + \dot{I}_{1a} Z_{ka}\end{aligned}\quad (4-25)$$

式中 $\dot{U}'_{2a} = k_a \dot{U}_{2a}$ 为自耦变压器副边电压的归算值;

$Z_{ka} = Z_{Aa} + (k_a - 1)^2 Z_{ax}$ 称为自耦变压器从高压边看的短路阻抗。

最后可得如下基本方程式:

$$\left. \begin{aligned}\dot{U}_{1a} &= -k_a \dot{U}_{2a} + \dot{I}_{1a} Z_{ka} \\ \dot{U}_{2a} &= \dot{E}_2 - (1 - \frac{1}{k_a}) \dot{I}_{2a} Z_{ax} \\ \dot{U}_{2a} &= \dot{I}_{2a} Z_L \\ \dot{I}_2 &= (1 - k_a) \dot{I}_{1a} = (1 - \frac{1}{k_a}) \dot{I}_{2a} \\ \dot{I}_{1a} &= -\frac{\dot{I}_{2a}}{k_a} \quad (\text{忽略 } I_m) \\ \dot{E}_1 &= \frac{w_1}{w_2} \dot{E}_2 = \frac{w_1 + w_2 - w_2}{w_2} \dot{E}_2 = (k_a - 1) \dot{E}_2 \\ \dot{E}_1 &= -j4.44 f w_1 \Phi_m\end{aligned}\right\} \quad (4-26)$$

2. 等效电路和相量图

根据基本方程式可绘制出自耦变压器的简化等效电路如图 4-9(a) 所示, $k_a = 1.5$ 带感性负载时的相量图如图 4-9(b) 所示。

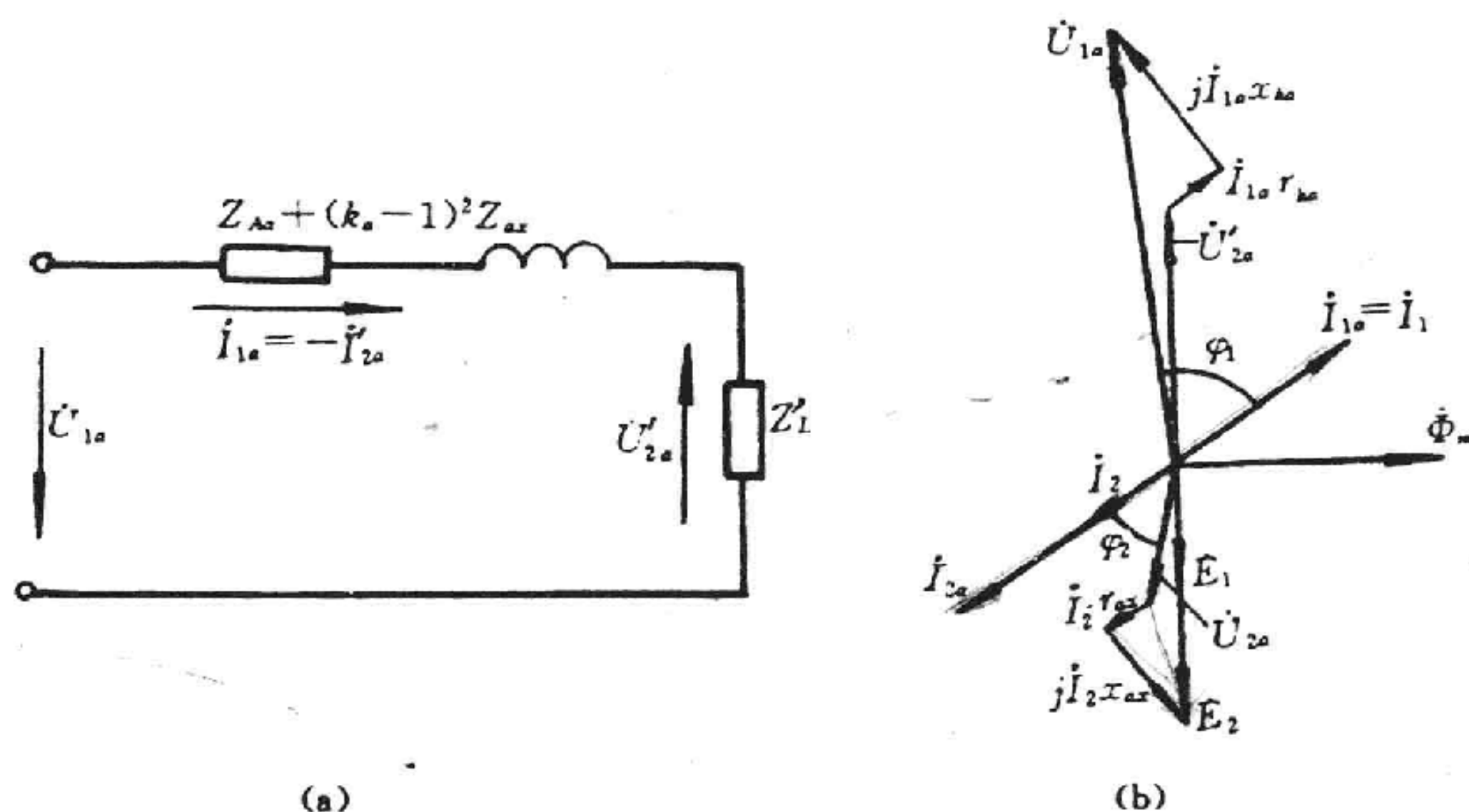


图 4-9 自耦变压器的简化等效电路和相量图

三、自耦变压器的容量关系

自耦变压器的额定容量(又叫通过容量)和绕组容量(又叫电磁容量)二者是不相等的。通过容量用 S_{aN} 表示。指的是自耦变压器总的输入或输出容量。即

$$S_{aN} = U_{1aN} I_{1aN} = U_{2aN} I_{2aN} \quad (4-27)$$

电磁容量指的是绕组上的电压与电流的乘积。串联绕组 Aa 的电磁容量为

$$\begin{aligned} S_{Aa} &= U_{Aa} I_{1aN} \approx \frac{w_1}{w_1 + w_2} U_{1aN} I_{1aN} \\ &= \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) S_{aN} = k_{xy} S_{aN} \end{aligned} \quad (4-28)$$

公共绕组的电磁容量为

$$S_{ax} = U_{ax} I_{2N} = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) U_{2aN} I_{2aN} = k_{xy} S_{aN} \quad (4-29)$$

式中 $k_{xy} = 1 - \frac{1}{k_a}$ 称为自耦变压器的效益系数。

由于 $k_a > 1$, 故 $k_{xy} < 1$, 因此, 自耦变压器电磁容量总是小于通过容量。而一般双绕组变压器的电磁容量是等于额定容量的。

为什么会出现这种情况呢? 根据磁动势关系, 当忽略激磁电流时,

$$I_{1a} w_1 + I_2 w_2 = 0$$

或

$$I_2 = -\frac{w_1}{w_2} I_{1a}$$

由上式和式(4-21)可见, 当电流 I_{1a} 为正时, I_2 和 I_{2a} 为负值, 因此电流 i_{1a} , i_2 和 i_{2a} 的瞬时值关系, 实际上是如图 4-10 所示, 即 $i_{2a} = i_{1a} + i_2$, 或 $I_{2a} = I_{1a} + I_2$, 因此副边输出功率有以下关系:

$$\begin{aligned} S_{2a} &= U_{2a} I_{2a} = U_{2a} (I_{1a} + I_2) \\ &= U_{2a} I_{1a} + U_{2a} I - S_{\text{传导}} + S_{\text{电磁}} \end{aligned} \quad (4-30)$$

式中 $S_{\text{传导}} = U_{2a} I_{1a} = \frac{1}{k_a} U_{2a} I_{2a} = \frac{1}{k_a} S_{2a}$ 称为传导容量;

$S_{\text{电磁}} = U_{2a} I_2 = (1 - \frac{1}{k_a}) U_{2a} I_{2a} = (1 - \frac{1}{k_a}) S_{2a}$ 称为电磁容量。

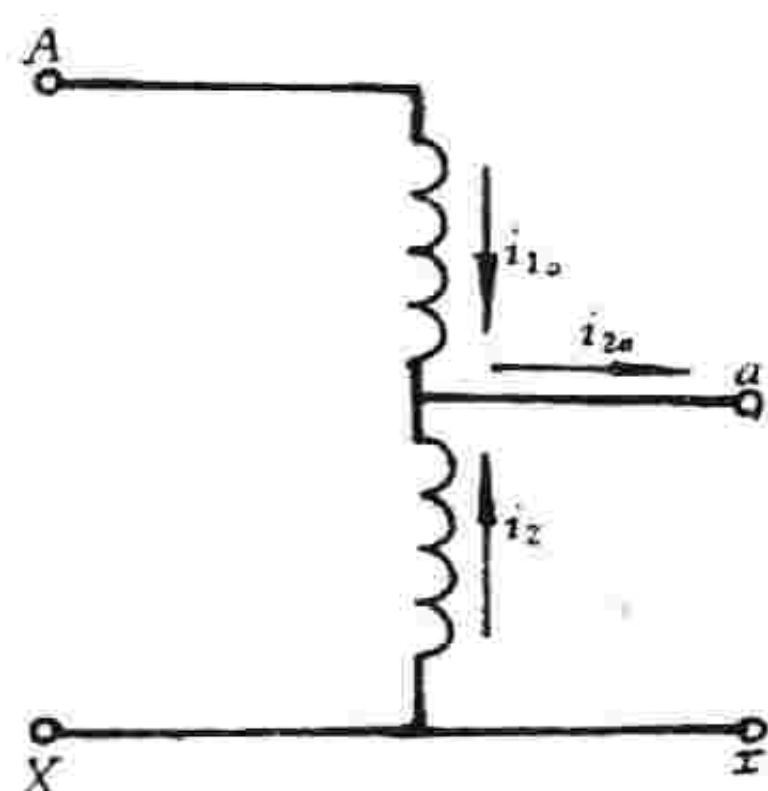


图 4-10 自耦变压器电流瞬时值之间关系

由上式看出,由电源通过变压器传到负载的输出容量 S_{2a} 可分为两部分:

一部分是绕组的电磁容量,它是通过 Aa 段绕组和 ax 段绕组之间电磁感应传过去的;另一部分为传导容量,可以看做电流 I_{1a} 通过传导直接达到负载。后一部分容量不需要增加绕组容量,也是双绕组变压器所没有的。自耦变压器之所以有一系列优点,就在于它的副边可以直接向电源吸收传导功率。

下面把自耦变压器和双绕组变压器作一比较。在变压器额定容量(通过容量)相同时,自耦变压器的绕组容量(电磁容量)比双绕组变压器的小。变压器硅钢片和铜线的用量与绕组的额定感应电动势和通过的额定电流有关,也就是和绕组的容量有关,现在自耦变压器的绕组容量减小了,当然所用的材料也少了,从而可以降低成本。由于铜线和硅钢片用量减少,在同样的电流密度和磁通密度下,自耦变压器的铜耗和铁耗以及激磁电流都比较小,从而提高了效率。另外,由于铜线和硅钢片用量减少,自耦变压器的重量及外形尺寸都较双绕组变压器小,即减小了变电所的厂房面积和减少了运输和安装的困难;反过来说,在运输条件有一定限制的条件下,即变压器的外形尺寸有一定限制的条件下,自耦变压器的容量可以比双绕组变压器的大,即提高了变压器的极限容量。

还可以看出,效益系数 $k_{\text{益}} = (1 - \frac{1}{k_a})$ 越小,上述优点就越显著。为此,自耦变压器的变比 k_a 越接近 1 就越好,一般以不超过 2 为宜。此外,如果变比太大,高、低压相差悬殊,自耦变压器由于原、副边有电路上的连接,会给低压边的绝缘及安全用电带来一定的困难,所以,自耦变压器适用于原、副边电压变比不大的场合。

以上的分析是针对降压变压器进行的,同样适用于升压变压器。

四、自耦变压器的短路阻抗

自耦变压器的短路阻抗 Z_{ka} 也可以象双绕组变压器一样做短路试验求得。图 4-11(a) 表示在高压边测 Z_{ka} 的接法,副边 a 和 x 端短接,原边 Ax 间加电压。由于 a 点与 x 点已短接,所以实际上就等于将电压 U_k 加在绕组 Aa 段上,如图 4-11(b) 所示。因此,由高压边测得的 Z_{ka} 等于把绕组 Aa 段作为原边, ax 作为副边的双绕组变压器时所测得的阻抗,根据第二章的归算关系,可得

$$Z_{\text{ka}} = Z_{\text{Aa}} + (\frac{w_1}{w_2})^2 Z_{\text{ax}} = Z_k \quad (4-31)$$

式中 Z_{Aa} 和 Z_{ax} 分别为绕组 Aa 段和 ax 段的漏阻抗; Z_k 是将两段分开作为双绕组变压器时所测得的短路阻抗。这两个阻抗的欧姆值虽然相等,但由于阻抗的基值不同,它们的标么值是不相等的。

$$Z_{\text{ka}}^* = \frac{I_{1N} Z_{\text{ka}}}{U_{1N}} = \frac{I_{1N} Z_{\text{ka}}}{U_{Ax}}$$

$$Z_k^* = \frac{I_{1N} Z_k}{U_{Aa}}$$

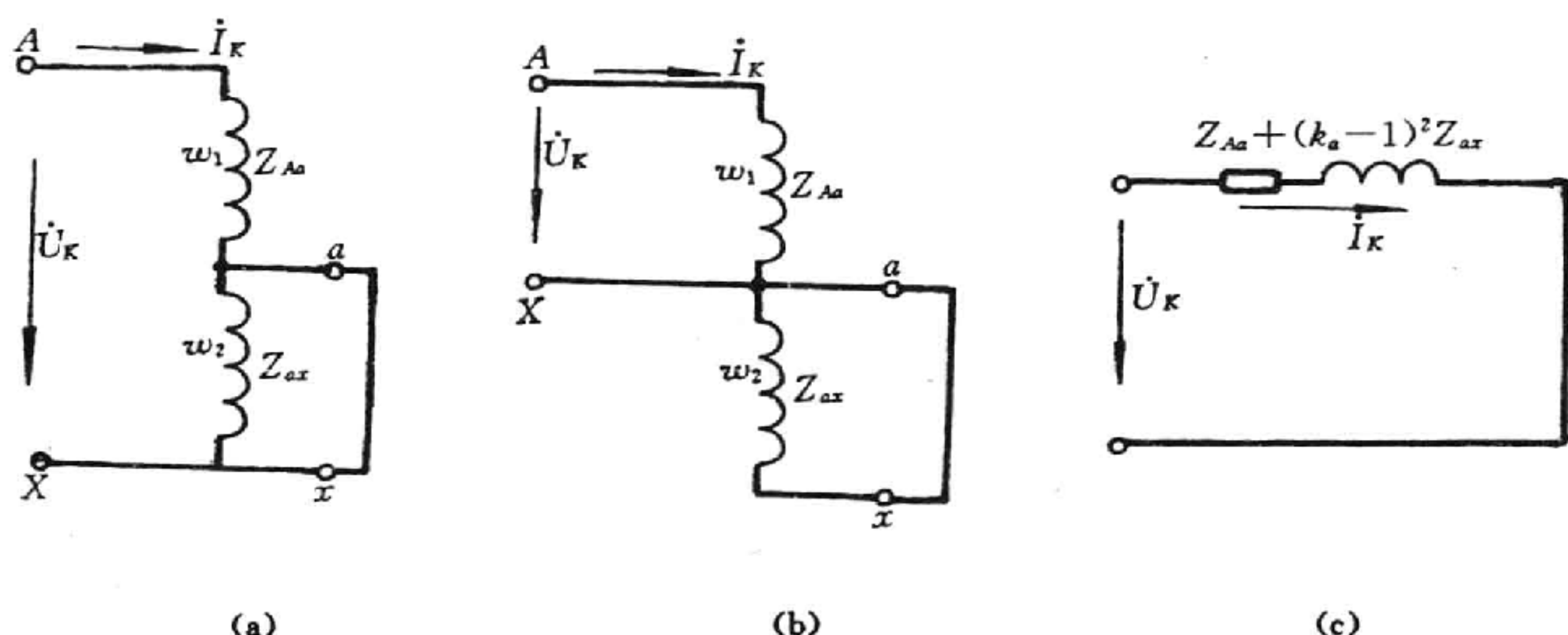


图 4-11 自耦变压器在高压边做短路试验

比较上两式,可以看出:

$$\frac{Z_{ka}^*}{Z_k^*} = \frac{U_{Aa}}{U_{Ax}} = \frac{w_1}{w_1 + w_2} = 1 - \frac{w_2}{w_1 + w_2} = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) = k_{xy}$$

$$Z_{ka}^* = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) Z_k^* = k_{xy} Z_k^* \quad (4-32)$$

一台短路阻抗标么值为 Z_k^* 的双绕组变压器改为自耦变压器后,其短路阻抗标么值减小至原来的 $\left(1 - \frac{1}{k_a}\right)$ 倍。

应该指出,只有在高压边做短路试验求归算到高压边的短路阻抗时可以得如式(4-31)所示的简单关系。如果在低压边做试验求归算到低压边的短路阻抗时,就没有这个关系。

根据图 4-12(a)连线进行短路试验,测得的短路阻抗 Z'_{ka} ,从图 4-12(b)对应的等效电路看出应为

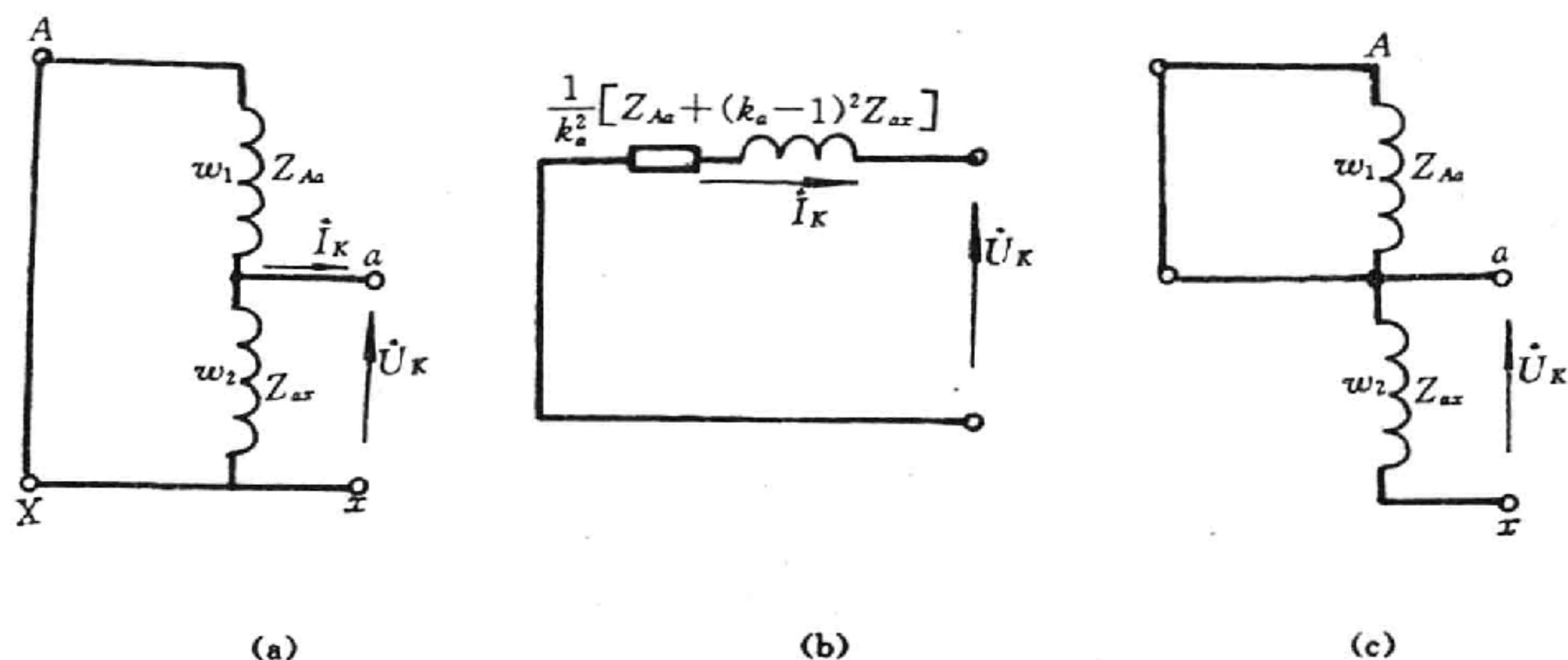


图 4-12 自耦变压器低压边进行短路试验

$$Z'_{ks} = \frac{U_k}{I_k} = \frac{1}{k_a^2} [Z_{As} + (k_a - 1)^2 Z_{as}]$$

如果按图 4-12(c) 进行相应的双绕组变压器短路试验, 求得的短路阻抗 Z'_k 应为

$$\begin{aligned} Z_k &= Z_{as} + \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 Z_{As} = Z_{as} + \left(\frac{w_2}{w_1 + w_2 - w_2}\right)^2 Z_{As} = Z_{as} + \left(\frac{1}{k_a - 1}\right)^2 Z_{As} \\ &= \left(\frac{1}{k_a - 1}\right)^2 [Z_{As} + (k_a - 1)^2 Z_{as}] \end{aligned}$$

它们的比值为

$$\frac{Z'_{ks}}{Z'_k} = \frac{(k_a - 1)^2}{k_a^2} = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right)^2 = k_{xy}^2$$

即

$$Z'_{ks} = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right)^2 Z'_k = k_{xy}^2 Z'_k \quad (4-33)$$

显然它们的欧姆值是不相等的。这从图 4-12(a) 和 (c) 的对比中也可以看出, 两个短路试验的接线图就完全不一样。

再看看它们的标么值

$$\begin{aligned} Z_{ks}^* &= \frac{I_{2N} Z_{ks}}{U_{2N}} \\ Z_k^* &= \frac{I_N Z_k}{U_{2N}} \end{aligned}$$

它们的标么值之比为

$$\begin{aligned} \frac{Z_{ks}^*}{Z_k^*} &= \frac{I_{2N}}{I_N} \cdot \frac{Z_{ks}}{Z_k} = \frac{I_{2N}}{\left(1 - \frac{1}{k_a}\right) I_{2N}} \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{k_a}\right)^2 Z'_k}{Z'_k} \\ &= \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) = k_{xy} \end{aligned}$$

即

$$Z_{ks}^* = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right) Z_k^* = k_{xy} Z_k^* \quad (4-34)$$

因此自耦变压器的短路阻抗标么值不论从低压边或高压边看都是一样的, 在这一点上和双绕组变压器比较是一样的。

由于自耦变压器的短路阻抗标么值 Z_{ks}^* 是该变压器改作双绕组变压器时的短路阻抗标么值 Z'_k 的 k_{xy} 倍。因此自耦变压器在负载时的电压调整率也较小, 约为双绕组变压器的 k_{xy} 倍, 这是由于 ΔU 近似地与 Z'_{ks} 成正比的缘故。

相反, 自耦变压器的短路电流大约比双绕组变压器大 $\frac{1}{k_{xy}}$ 倍。这是因为短路电流与 Z'_{ks} 成反比的缘故。这点对自耦变压器来说是不利的。因此, 必须加固自耦变压器的机械结构, 来防止短路电流产生的机械力引起的破坏作用。

五、三绕组自耦变压器

现代电力系统中, 三相自耦变压器用得较多。由于一般均采用 Y 形自耦的接线方式, 这时为了消除三次谐波磁通的影响, 往往在变压器中加入一个独立的三角形联结的第三绕组, 如图 4-13(a) 所示, 图 (b) 是一相的联结情况。

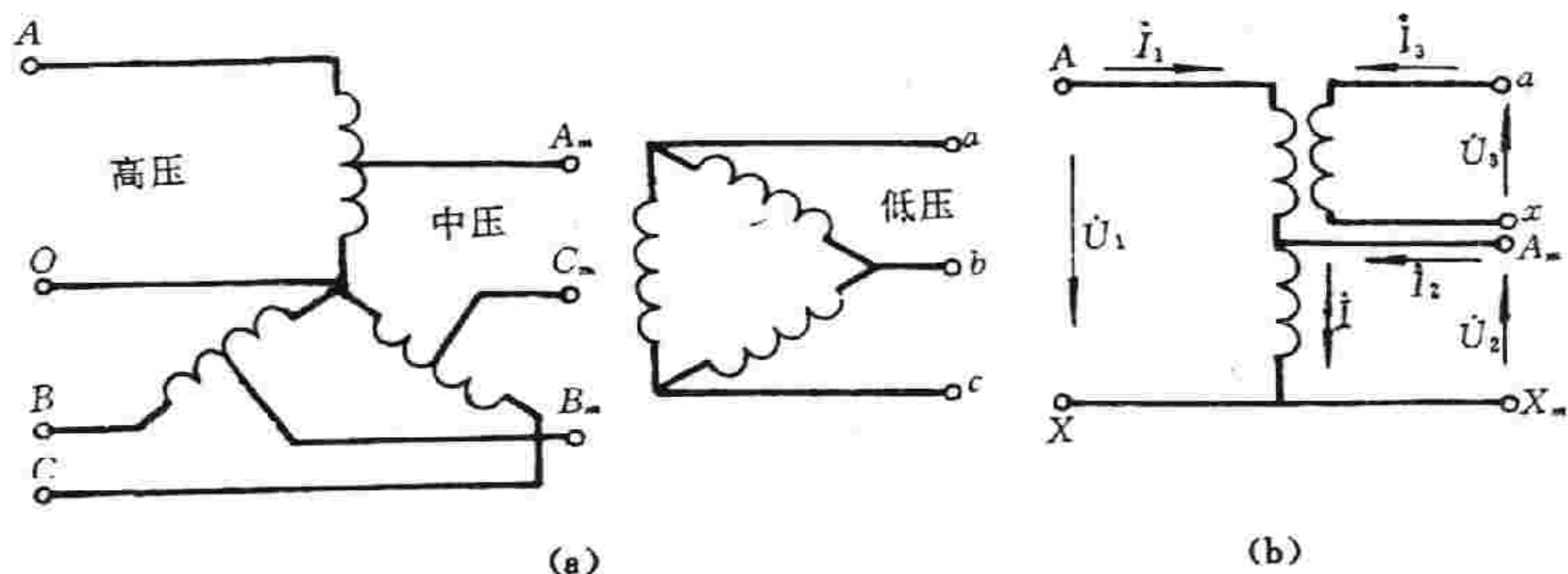


图 4-13 三绕组自耦变压器的联结 YN,a0,d11

第三绕组还可以作为地区性电源或接同步补偿机以提高电网的功率因数。第三绕组的容量通常小于电磁容量的 35%。

由于高压电力系统一般要求中性点接地,所以它们的标准联结组是 YN,a0,d11 (三相三绕组自耦变压器)、YN,a0,y0 (三相三绕组全星形自耦变压器)、YN,a0 (三相双绕组自耦变压器),其中 a 代表自耦变压器,对 220kV 级三绕组自耦变压器,规定其容量百分比为 100% : 100% : 50%。

六、自耦变压器的运行问题

(1) 由于自耦变压器的原、副边有电路上的联系,为了防止由于高压边单相接地故障而引起低压边的过电压,用在电网中的三相自耦变压器的中点必须可靠地接地,如图 4-14。

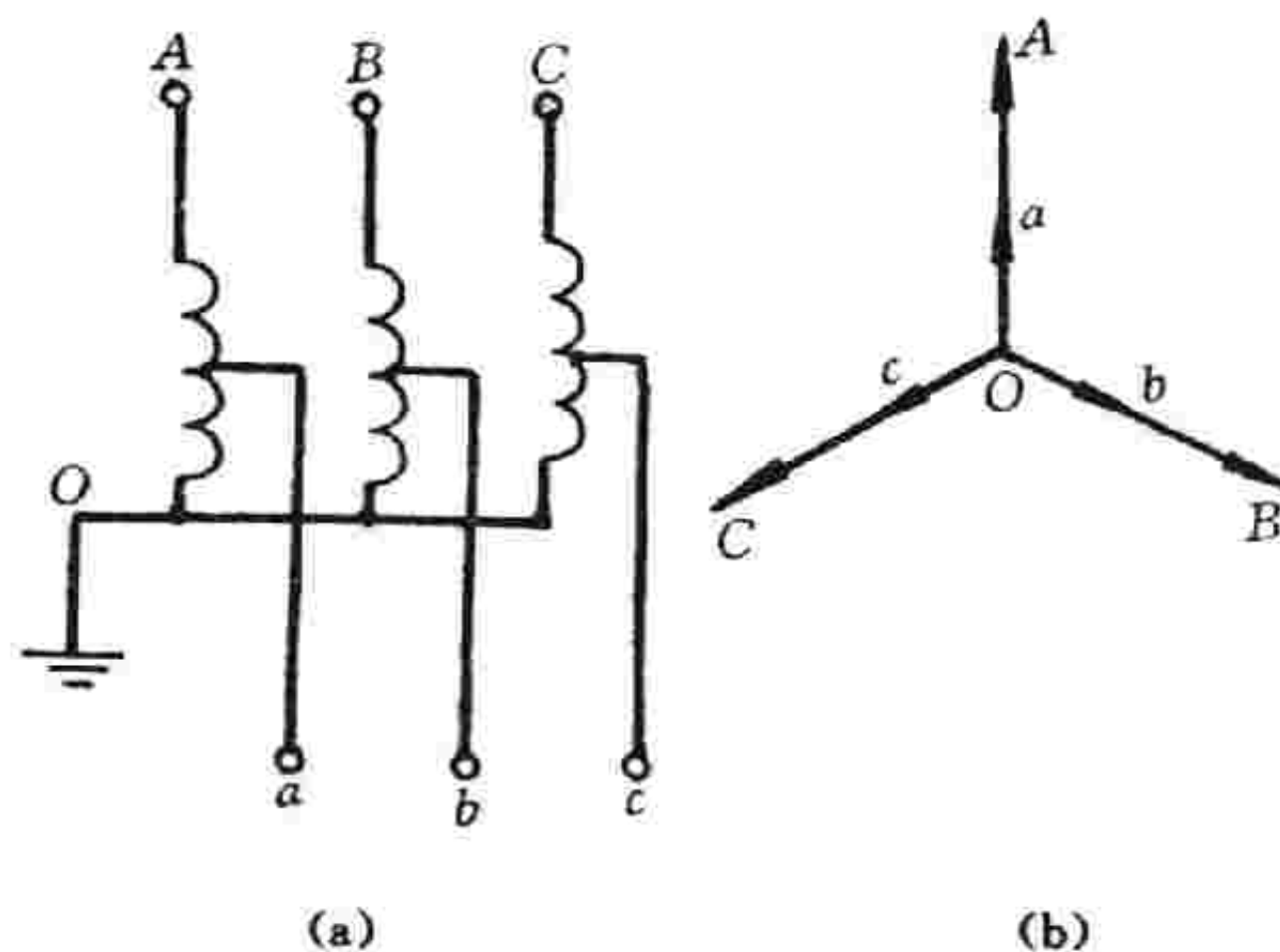


图 4-14 自耦变压器的中点接地

(2) 由于原、副边有电路上的联系,高压边遭受到过电压时,也会传到低压边。为了避免发生危险,须在原、副边都装避雷器。

(3) 由于自耦变压器的短路电流比双绕组变压器的大,为此,运行中,必须采取限制短路电流的措施。

§ 4-3 电流互感器和电压互感器

互感器是一种测量用的设备,分电流互感器和电压互感器两种,它们的作用原理和变压器相同。

使用互感器有两个目的:一是为了工作人员的安全,使测量回路与高压电网隔离;二是可以使用小量程的电流表测量大电流,用低量程电压表测量高电压。通常,电流互感器的副边电

流为 5 安或 1 安,电压互感器的副方电压为 100 伏。

互感器除了用于测量电流外,还用于各种继电保护装置的测量系统,因此它的应用十分广泛。下面分别对电流互感器和电压互感器进行介绍。

一、电流互感器(current transformer)

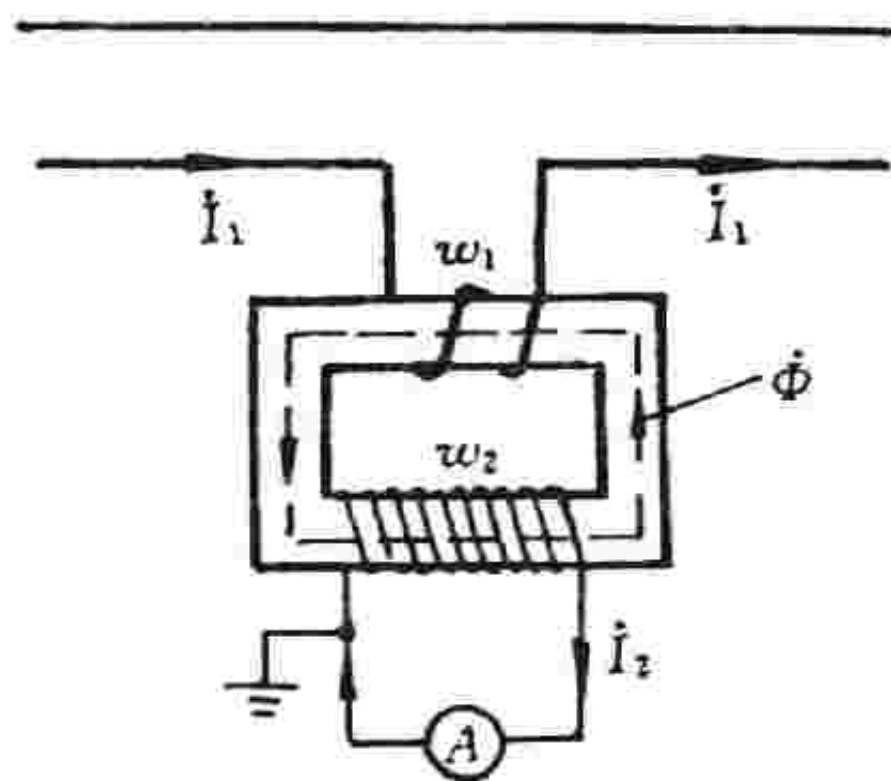


图 4-15 电流互感器的原理图

图 4-15 是电流互感器的原理图,它的原绕组由一匝或几匝截面较大的导线构成,并串入需要测量电流的电路。副边的匝数较多,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。

由于电流互感器要求误差较小,所以激磁电流愈小愈好,因此铁心磁密较低,一般在 $0.08 \sim 0.10$ 韦/米² 范围。如果忽略激磁电流,由磁动势平衡关系得 $I_1/I_2 = w_2/w_1$ 。这样,利用原、副绕组不同的匝数关系,可将线路上的大电流变为小电流来测量。由于互感器内总有一定的激磁电流,因此测量出来的电流总是有一定误差,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。

例如,0.5 级准确度就表示在额定电流时,原、副边电流变比的误差不超过 0.5%。

为了使用安全,电流互感器的副边必须可靠地接地,以防止由于绝缘损坏后,原边的高压传到副边,发生人身事故。另外,电流互感器的副边绝对不容许开路。因为副边开路时,互感器成为空载运行,此时,原边被测线路电流成了激磁电流,使铁心内的磁密比额定情况增加许多倍,它一方面将使副边感应出很高的电压,可能使绝缘击穿,同时对测量人员也很危险;另一方面,铁心内磁密增大以后,铁耗会大大增加,使铁心过热,影响电流互感器的性能,甚至把它烧坏。

二、电压互感器(potential transformer)

图 4-16 是电压互感器的原理图。原边直接接到被测高压电路,副边接电压表或功率表的电压线圈。由于电压表和功率表的电压线圈内阻抗很大,所以电压互感器的运行情况相当于变压器的空载情况。如果忽略漏阻抗压降,则有 $U_1/U_2 = w_1/w_2$ 。因此,利用原、副边不同的匝数比可将线路上的高电压变为低电压来测量。为了提高电压互感器的准确度,必须减小激磁电流和原、副边的漏阻抗,所以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(磁密约 $0.6 \sim 0.8$ 韦/米²)。使用时,电压互感器副边不能短路,否则会产生很大的短路电流。为安全起见,电压互感器的副绕组连同铁心一起,必须可靠地接地。另外,电压互感器有一定的额定容量,使用时副边不宜接过多的仪表,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。我国目前生产的电力系统用电压互感器,按准确度分为 0.5, 1.0 和 3.0 等三级。

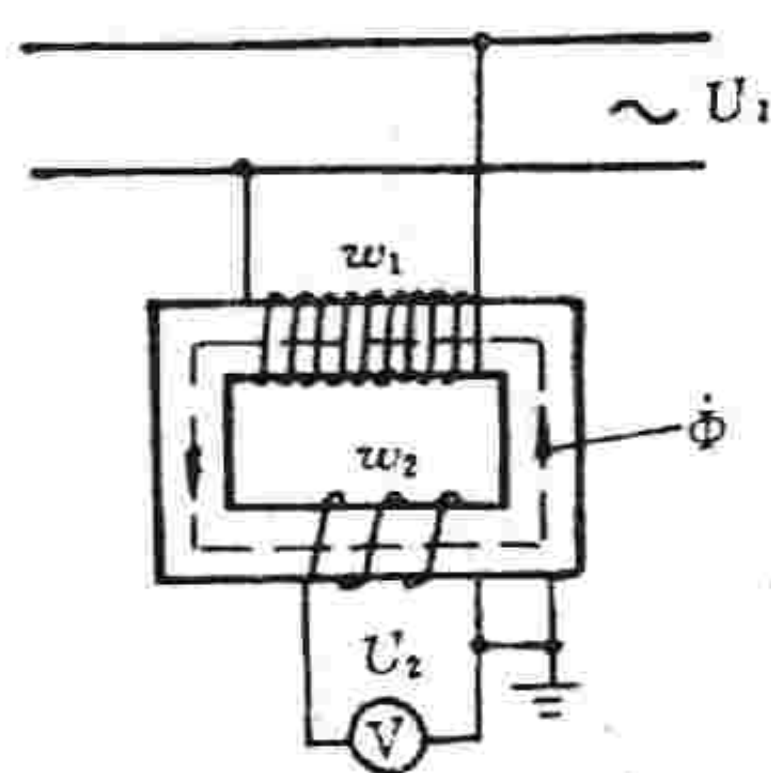


图 4-16 电压互感器原理图

小 结

三绕组变压器的工作原理与两绕组变压器一样,同样可以利用基本方程式、相量图、等效电路分析变压器的内部电磁过程。三绕组变压器内部的磁场分布比两绕组变压器更为复杂,但仍可划分为主磁通和漏磁通两类,不过漏磁通包括自漏磁通和互漏磁通两种。三绕组变压器的等效电抗是这两种漏磁通相对应的电抗。三绕组变压器负载运行时,一个副绕组负载的变化对另一个副绕组端电压有影响。

自耦变压器的特点在于原、副绕组之间不仅有磁的联系,而且还有电路上的直接联系,故从原边传递给副边的功率 $S_{\Delta N}$ 中, $(1 - \frac{1}{k_a})S_{\Delta N}$ 是通过电磁感应关系传递的,而 $\frac{1}{k_a}S_{\Delta N}$ 是通过电路上的联系直接传递的。由于通过电磁感应关系传递的功率小于变压器的额定容量,故与同容量的两绕组变压器相比,计算容量小了,从而可节省材料、降低损耗,提高效率和缩小尺寸。但自耦变压器短路阻抗的标么值较小,短路电流较大。

电流互感器和电压互感器的工作原理与变压器相同,使用时应注意将它们接地,并注意电流互感器在原边接到电源时,副边绝对不能开路,电压互感器在原边接到电源时,副边绝对不能短路。

第五章 变压器的并联运行

本章重点内容: 1. 掌握变压器并联运行的条件。
2. 掌握变压器并联运行的负荷分配关系。

§ 5-1 概 述

现代的电力系统容量越来越大,发电厂和变电所的容量也很大,一台变压器往往不能担负起全部容量的升压或降压任务。于是采用多台变压器并联运行。

并联时,把变压器的原、副绕组相同标号的出线端连在一起,直接或者经过一段线路接到母线上,这种运行方式就叫做变压器的并联运行(parallel operation),如图 5-1 所示。

并联运行的优点有:

(1) 提高供电的可靠性。并联运行的变压器如有某台变压器发生故障,可以把它从电网切除进行检修,而电网仍能继续供电;

(2) 可根据负荷大小调整投入并联变压器的台数,以提高运行效率;

(3) 可以减少总的备用容量;

(4) 可以随着用电量的增加,分批安装新的变压器,以减少第一次投资。

当然过多台数并联运行也是不适宜的,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的造价低,而且占地面积小。

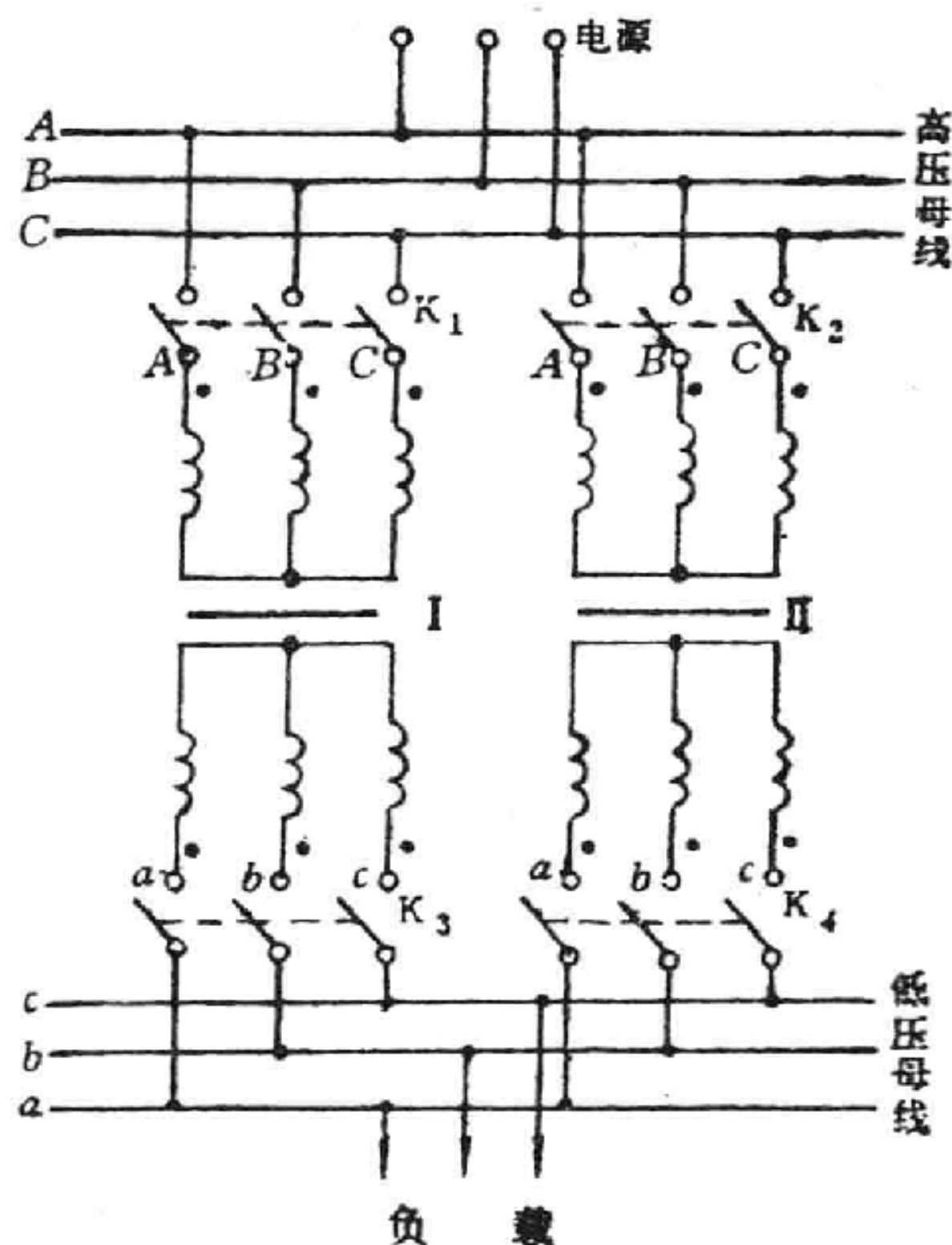


图 5-1 两台变压器并联运行的接线图

§ 5-2 变压器的理想并联条件

变压器并联运行的最理想情况是:

(1) 空载时并联的各变压器副边之间没有循环电流,这样,空载时各变压器副边没有铜耗,原边的铜耗也较小;

(2) 负载后,各变压器所承担的负载电流按它们的额定容量成比例分配,这样,变电所的装机容量能得到充分利用;

(3) 负载后各变压器副边电流同相位,这样在总的负载电流一定时各变压器所分担的电流

最小,如果各变压器副边电流一定时,则共同承担的总电流最大。

为了达到上述理想并联情况,并联运行的各变压器必须具备下列三个条件:

(1)各变压器的额定电压应相等,即各变压器的变比应相等;

(2)各变压器的联结组相同;

(3)各变压器的短路阻抗标么值(或短路电压)应相等,而且短路电抗和短路电阻之比也应相等。

以上三个条件中,第二个条件必须严格保证,因为如果联结组不同,当各变压器的原边接到同一电网时,它们副边线电压的相位不同。而且至少是 30° (Y,y0 和 Y,d11 并联时,副边线电动势的相位差就是 30°),在此情况下,如果两变压器的变比相等,可得图 5-2 所示的相量图。图中 $E_{ab1} = E_{ab2} = E_{ab}$ 是两变压器副边的线电动势。从图可见,副边有电动势差 $\Delta E = |\dot{E}_{ab1} - \dot{E}_{ab2}| = 2E_{ab}\sin 15^\circ = 0.518E_{ab}$ 作用在两变压器副绕组构成的闭合回路中。由于变压器本身的漏阻抗很小,这样大的电动势差将在两变压器的副绕组中产生很大的循环电流,可能使变压器的线圈烧环,故联结组不同的变压器绝对禁止并联运行。

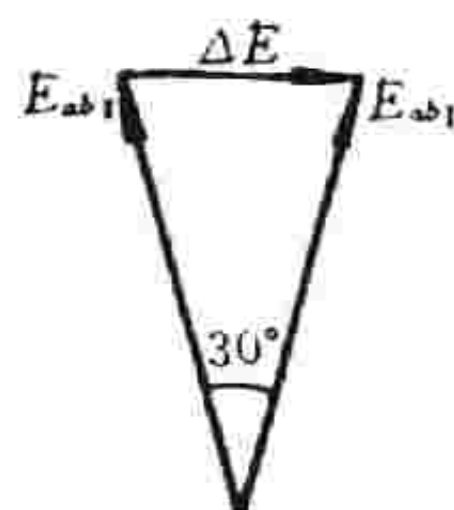


图 5-2 Y,y0 与 Y,d-11 两台变压器并联运行时,副边线电动势相量图

§ 5-3 变比相同短路阻抗标么值不相等的变压器并联运行时的负载分配

为了分析方便,我们忽略激磁电流,采用简化等效电路,而且把原边归算到副边。

设有两台变压器并联运行,而且已满足变比相等($k_1 = k_2 = k$)和联结组相同两个条件。图 5-3 表示这两台变压器并联时的简化等效电路。

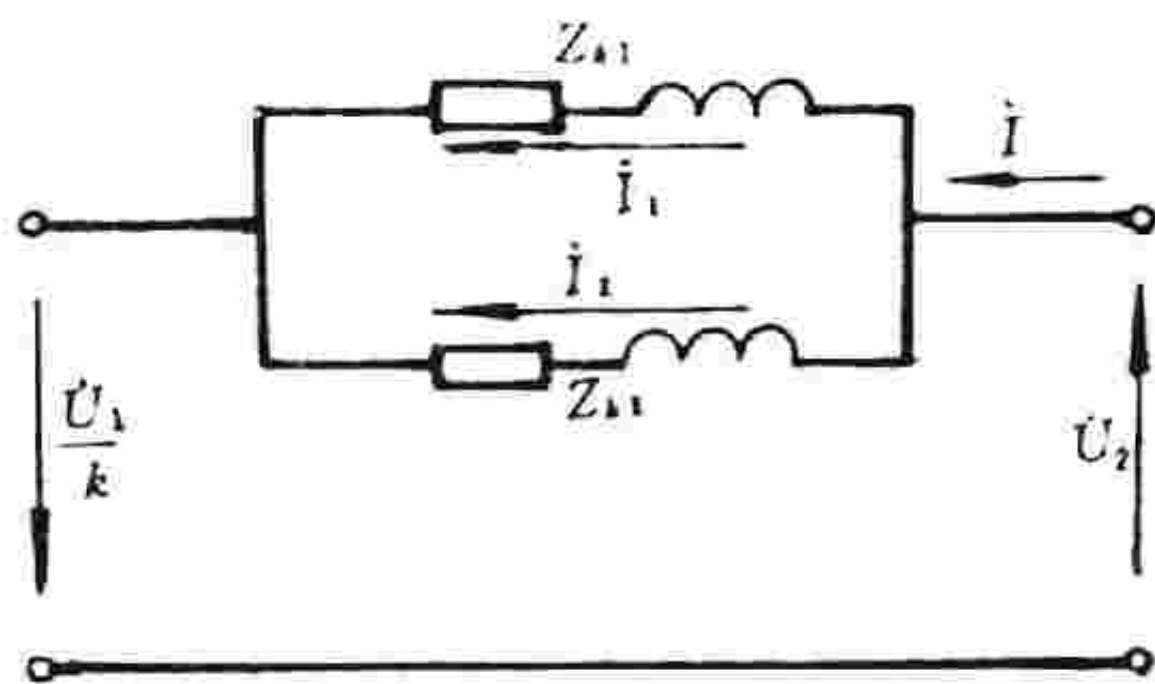


图 5-3 变比和联结组相同时两台变压器并联时的简化等效电路

由等效电路可得

$$\dot{I}_1 Z_{k1} = \dot{I}_2 Z_{k2}$$

式中 Z_{k1}, Z_{k2} —— 归算到副边的两台变压器的短路阻抗。

由于一般变压器的 Z_k 中, r_k 和 x_k 的比值很接近,即阻抗角相差不大,因此在实际计算时,可进一步将 Z_k 复数值用绝对值来代替,这样简化不会引起太大的误差。从而

$$\begin{aligned} I_1 z_{k1} &= I_2 z_{k2} \\ \frac{I_1}{I_2} &= \frac{z_{k2}}{z_{k1}} \end{aligned}$$

分别除以额定电流:

$$\frac{I_1/I_{N1}}{I_2/I_{N2}} = \frac{z_{k2}/I_{N2}}{z_{k1}/I_{N1}} = \frac{z_{k2} I_{N1}}{z_{k1} I_{N2}}$$

上式等号右边分子、分母除以额定电压 $U_{N1} = U_{N2} = U_N$

并令

$$\frac{I_1}{I_{N1}} = \beta_1 \quad \text{I 变压器的负荷系数}$$

$$\frac{I_2}{I_{N2}} = \beta_2 \quad \text{II 变压器的负荷系数}$$

所以

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{z_{k1} I_{N1} / U_{N1}}{z_{k2} I_{N2} / U_{N2}} = \frac{z_{k1}^*}{z_{k2}^*} = \frac{u_{k1}}{u_{k2}}$$

又因

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{I_1^*}{I_2^*} = \frac{S_1^*}{S_2^*}$$

式中 S_1^*, S_2^* ——两变压器输出容量的标么值。

最后可得

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{I_1^*}{I_2^*} = \frac{S_1^*}{S_2^*} = \frac{Z_{k1}^*}{Z_{k2}^*} = \frac{u_{k1}}{u_{k2}}$$

由此可知：负荷系数和短路阻抗标么值（或短路电压）成反比。若为多台变压器并联，则

$$\beta_1 : \beta_2 : \beta_3 : \dots = \frac{1}{z_{k1}^*} : \frac{1}{z_{k2}^*} : \frac{1}{z_{k3}^*} : \dots \quad (5-1)$$

通过上面分析可知：

(1) 当短路阻抗标么值相等时，即

$$z_{k1}^* = z_{k2}^* = z_{k3}^* = \dots$$

则

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \dots$$

$$S_1^* = S_2^* = S_3^* = \dots$$

当

$$S_1^* = 1 \text{ 时, } S_2^* = S_3^* = \dots = 1$$

也就是说，当一台变压器达到满载时，与它并联的其它变压器也同时达到满载，这是理想的负载分配情况。

(2) 若短路阻抗标么值不相等，则短路阻抗标么值小者先达到满载。从运行的经济性来看，我们希望大容量变压器尽量能满载运行，因此，若有短路阻抗标么值不相等的变压器并联运行时，希望容量大者其短路阻抗标么值小。实际运行时，为了使并联运行时不浪费设备容量，要求各变压器的短路阻抗标么值不超过平均值的 10%。

(3) 为了使各并联运行的变压器副边电流同相位，各变压器的短路电抗和短路电阻之比应相等，此时总负载电流是各变压器副边电流的算术和。实际计算表明，即使各变压器的短路电抗与短路电阻之比相差较大，各变压器副边电流的几何和与它们的算术和相比仍相差甚微，所以实际工作中，一般不考虑各变压器阻抗角的差别。进行计算时，各变压器的短路阻抗不用其复数形式而用其绝对值。

例 5-1 两台变压器并联运行，具体数据为：

$$S_{N1} = 1250 \text{ kVA} \quad \text{Y, d11 联结,}$$

$$U_{1N}/U_{2N} = 35/10.5 \text{ kV} \quad u_{k1} = 6.5\%$$

$$S_{N2} = 2000 \text{ kVA} \quad \text{Y, d11 连接}$$

$$U_{1N}/U_{2N} = 35/10.5 \text{ kV} \quad u_{k2} = 6\%$$

试求：(1) 总输出为 3250 kVA 时，每台变压器分配的负载为多少？

(2) 不使任何一台变压器过载时, 最大输出为多少? 并联变压器的容量利用率为多少?

解: (1) $\frac{S_1^*}{S_1} = \frac{u_{k1}}{u_{k2}} = \frac{6}{6.5} \quad S_1^* = \frac{6}{6.5} S_1$

$$\frac{S_1}{1250} = \frac{6}{6.5} \times \frac{S_1}{2000}$$

得

$$\begin{cases} \frac{S_1}{S_1} = \frac{6}{6.5} \times \frac{1250}{2000} = 0.575 \\ S_1 + S_2 = 3250 \end{cases}$$

联立解上式得

$$S_1 = 1189 \text{ kVA}$$

$$S_2 = 2061 \text{ kVA}$$

由结果可知, 第一台变压器短路电压大, 欠载; 第二台变压器短路电压小, 过载。

(2) 由于短路电压小的先达到满载, 因此为了使任何一台变压器不过载, 应取 $S_2^* = 1$, 所以

$$\frac{S_1^*}{S_1} = \frac{u_{k1}}{u_{k2}} = \frac{6}{6.5}$$

$$S_1^* = \frac{6}{6.5} S_2^* = \frac{6}{6.5} \times 1 = 0.923$$

$$\frac{S_1}{S_{N1}} = 0.923$$

$$S_1 = 0.923 \times S_{N1} = 0.923 \times 1250 = 1154 \text{ kVA}$$

总的输出容量为

$$S = S_1 + S_2 = 1154 + 2000 = 3154 \text{ kVA}$$

容量利用率为

$$\frac{S}{S_{N1} + S_{N2}} = \frac{3154}{1250 + 2000} = 97\%$$

§ 5-4 变比不相等的变压器并联运行时的负载分配

变比不相等的变压器并联运行时, 空载时就有环流, 故各台变压器的电流分配不仅取决于短路阻抗, 而且还受到环流的影响。

以两台变压器并联为例来说明。设第一台变压器的变比为 k_1 , 第二台变压器的变比为 k_2 , 且 $k_1 < k_2$ 。为了便于计算, 我们将原边各物理量归算到副边, 并且忽略激磁电流, 其等效电路如图 5-4 所示。由于 $k_1 < k_2$, 所以原边电压归算到副边数值 $U_1/k_1 > U_2/k_2$ 。从图 5-4 可以看出, 空载时 ($I=0$) 变压器内部便有环流存在, 其大小为

$$i_c = \frac{\dot{U}_1/k_1 - \dot{U}_2/k_2}{Z_{K1} + Z_{K2}} \quad (5-2)$$

此环流同时存在于两台变压器的原、副边中。对副边来说, 环流就是上式所计算得出的 i_c 。对原边来说, 因为图 5-4 是原边归算到副边的简化等效电路, 因此第一台变压器原边环流

为 $\frac{\dot{I}_c}{k_1}$, 第二台变压器则为 $\frac{\dot{I}_c}{k_2}$ 。显然, 由于 $k_1 < k_2$, 两变压器原边的环流大小是不相等的。

从式(5-2)可以看出, 当原边电压 U_1 一定时, 空载环流的大小正比于变比倒数的差值, 反比于二变压器归算到副边的短路阻抗之和。由于一般电力变压器的短路阻抗很小, 故即使变比相差不大也能引起相当大的环流。

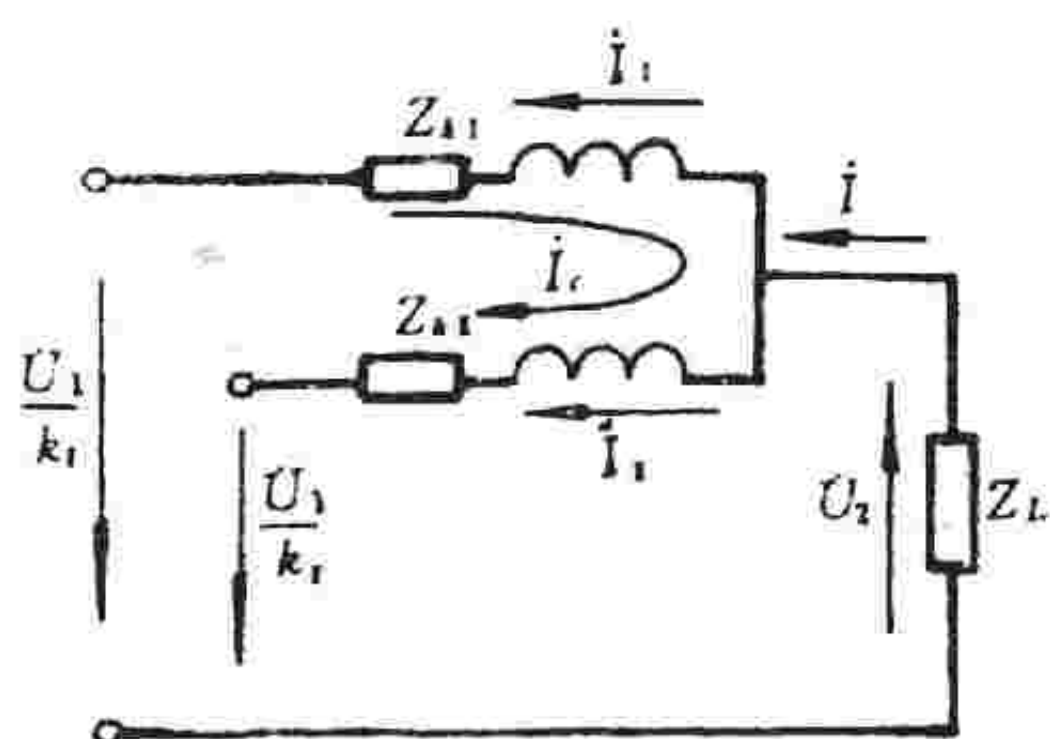


图 5-4 联结组相同但变比不相等的两台变压器并联运行

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%, 通常规定并联运行的变压器变比的差值 $\Delta k = \frac{k_1 - k_2}{\sqrt{k_1 k_2}} \times 100\%$ 不应大于 1%。

当变压器带负载运行时, 利用图 5-4 等效电路可列出方程式

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{-\dot{U}_1/k_1 - \dot{U}_2}{Z_{k1}} \\ \dot{I}_2 &= \frac{-\dot{U}_1/k_1 - \dot{U}_2}{Z_{k2}} \\ \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \end{aligned} \quad (5-3)$$

解此联立方程式可得两变压器的副边电流为

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{Z_{k2}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} - \frac{\dot{U}_1/k_1 - \dot{U}_1/k_2}{Z_{k1} + Z_{k2}} = \dot{I}_{1L} - \dot{I}_c \\ \dot{I}_2 &= \frac{Z_{k1}}{Z_{k1} + Z_{k2}} \dot{I} + \frac{\dot{U}_1/k_1 - \dot{U}_1/k_2}{Z_{k1} + Z_{k2}} = \dot{I}_{2L} + \dot{I}_c \end{aligned} \quad (5-4)$$

从上式可见, 负载运行时, 每一变压器的电流都由负载分量和环流组成。其中环流等于空载时环流 I_c , 它是由于变比不等而引起的。对第一台变压器为 $-\dot{I}_c$, 对第二台变压器为 $+\dot{I}_c$, 二者大小相等而符号相反, 说明两变压器副边环流由一台变压器流到另一台变压器。至于两变压器的负载分量 $\dot{I}_{1L}$ 和 $\dot{I}_{2L}$ 则按变压器的短路阻抗成反比分配, 它们都与总负载电流 $\dot{I}$ 成正比变化。

由于各负载分量相位基本相同, 再迭加上环流后, 势必造成一台变压器电流大于负载分量, 另一台变压器电流小于负载分量, 这是变压器并联运行所不希望的, 因此对环流有上述的限制。

必须指出, 只要联结组相同, 无论两变压器的短路阻抗是否相等, 式(5-4)都是正确的。

小 结

为了提高供电的可靠性以及使装置设备得到充分利用, 近代发电厂和变电所都采用多台变压器并联运行, 为了得到理想的并联运行情况, 要求各变压器满足联结组相同, 变比相等, 以及短路阻抗标么值相等。变比相等和联结组相同保证空载时不产生环流, 是变压器能否并联的前提。短路阻抗标么值相等则保证了负载按变压器额定容量成比例分配。若短路阻抗标么值不相等, 则负荷系数与短路阻抗标么值成反比。

第六章 变压器的瞬态过程

本章重点内容: 1. 了解变压器空载合闸的过电流现象。

2. 了解变压器突然短路的过电流现象及对变压器的影响。

§ 6-1 概 述

变压器在稳态运行时,电压、电流、电动势和磁通的幅值基本保持不变,但在变压器的运行情况遭到较大的扰动时,如合闸、负载突然变化,副边突然短路、遭受雷击等,这些情况叫瞬态情况。在瞬态情况中,变压器从一种稳定运行状态过渡到另一种稳定运行状态,这一过程称为瞬态过程或过渡过程(transient process)。

在瞬态过程中,由于电场和磁场的能量发生较大的变化,可能会使绕组中的电压和电流超过额定值许多倍,即出现所谓过电压和过电流现象。虽然瞬态过程持续的时间很短,但却可能使变压器遭到破坏。因此,对这些问题应进行分析研究,找出它的变化规律,对变压器的设计、制造、保护和运行都是十分必要的。

这一章主要讨论空载合闸和突然短路时的过电流现象。

§ 6-2 变压器空载合闸时的瞬态过程

变压器在稳态运行时,空载激磁电流是额定电流的(1~10)%,但在空载接通电源的瞬间,由于变压器铁心存在饱和现象,可能出现很大的冲击电流,如不采取适当的措施,则可能使开关跳闸,以致变压器不能顺利投入电网。下面分析产生过电流的原因。

设电网电压随时间按正弦规律变化,则合闸时变压器原边回路的电动势方程式为

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha) = i_0 r_1 + w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (6-1)$$

式中 α ——合闸时电压 u_1 的初相角;

Φ_1 ——和原绕组匝数 w_1 交链的总磁通,包括主磁通和漏磁通。

i_0, r_1 ——分别是原绕组的空载合闸电流和电阻。

由于变压器铁心存在饱和现象,式(6-1)是一个非线性微分方程,为了求解,我们作线性化的处理,即认为整个瞬态过程中,铁心饱和程度不变,并以运行点的饱和程度作为瞬态过程中的饱和程度。于是电流 i_0 可用下式表示:

$$i_0 = \frac{w_1 \Phi_1}{L_m} \quad (6-2)$$

式中 L_m 是对应于运行点原绕组的平均电感,如图 6-2 所示。这样,式(6-1)便可改写为

$$w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_1 \frac{r_1}{L_m} \Phi_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha) \quad (6-3)$$

式(6-3)是一个常系数微分方程,它的解由两部分组成,一部分是稳态分量 Φ' ,另一部分是自由分量 Φ'' ,即

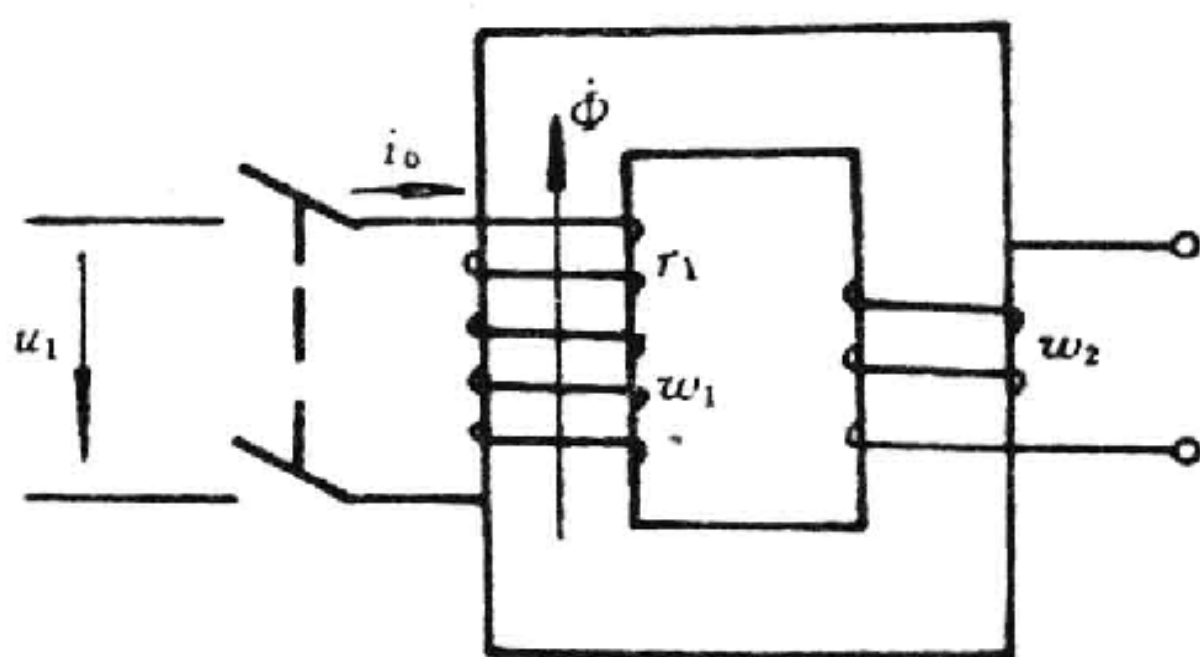


图 6-1 变压器空载接通电源

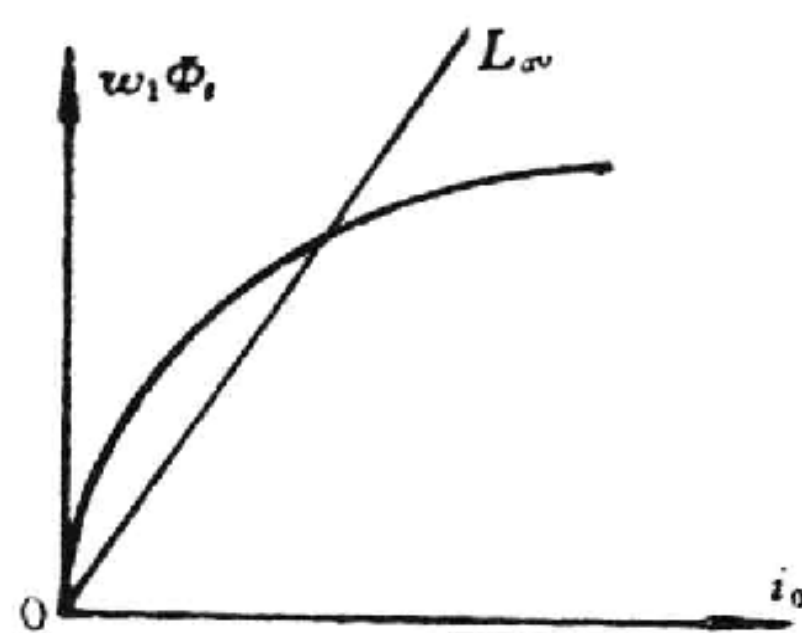


图 6-2 原绕组的平均电感

$$\begin{aligned}\Phi_t &= \Phi' + \Phi'' \\ &= \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega_1 \sqrt{\omega^2 + (\frac{r_1}{L_m})^2}} \sin(\omega t + \alpha - \theta) + C e^{-\frac{t}{T_m}} \\ &= \Phi_m \sin(\omega t + \alpha - \theta) + C e^{-\frac{t}{T_m}}\end{aligned}\quad (6-4)$$

式中 Φ_m ——磁通稳态分量的幅值,其值为

$$\Phi_m = \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega_1 \sqrt{\omega^2 + (\frac{r_1}{L_m})^2}} \approx \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega_1 \cdot 2\pi f} = \frac{U_1}{4.44f\omega_1}$$

θ ——磁通与电源电压的相位差,其值为

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega L_m}{r_1} \approx 90^\circ \quad (\text{因为 } r_1 \ll \omega L_m)$$

C ——磁通的自由分量的幅值,其值由合闸时的初始条件确定。

设投入电网(即 $t=0$)时,铁心里没有剩磁,即 $\Phi_{(t=0)}=0$,则

$$\Phi_t = \Phi_m \sin(\alpha - 90^\circ) + C = 0$$

所以

$$C = -\Phi_m \sin(\alpha - 90^\circ) = \Phi_m \cos \alpha$$

于是可得

$$\Phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha) + \Phi_m \cos \alpha e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (6-5)$$

讨论:

(1)当 $\alpha=90^\circ$ 时合闸,则合闸时的磁通为

$$\Phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t + 90^\circ) = \Phi_m \sin \omega t$$

即合闸以后就进入稳定状态,不会发生瞬态过程。图 6-3 是这种情况的磁通变化曲线。

(2)当 $\alpha=0^\circ$ 时合闸,则合闸时磁通为

$$\Phi_m = -\Phi_m \cos \omega t + \Phi_m e^{-\frac{t}{T_m}}$$

图 6-4 是这种情况的磁通变化曲线。

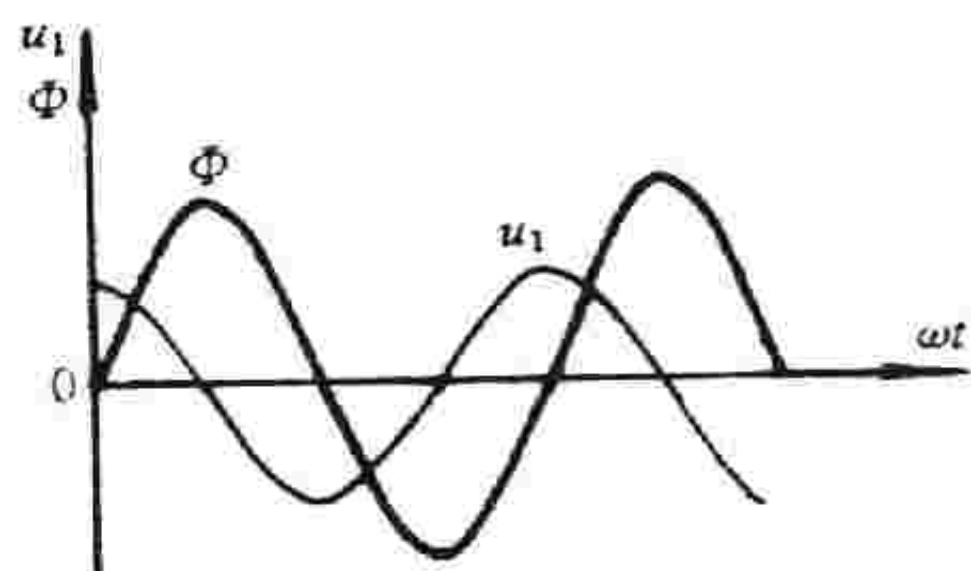


图 6-3 当 $\alpha=90^\circ$ 时, 变压器空载接通电源磁通的变化曲线图

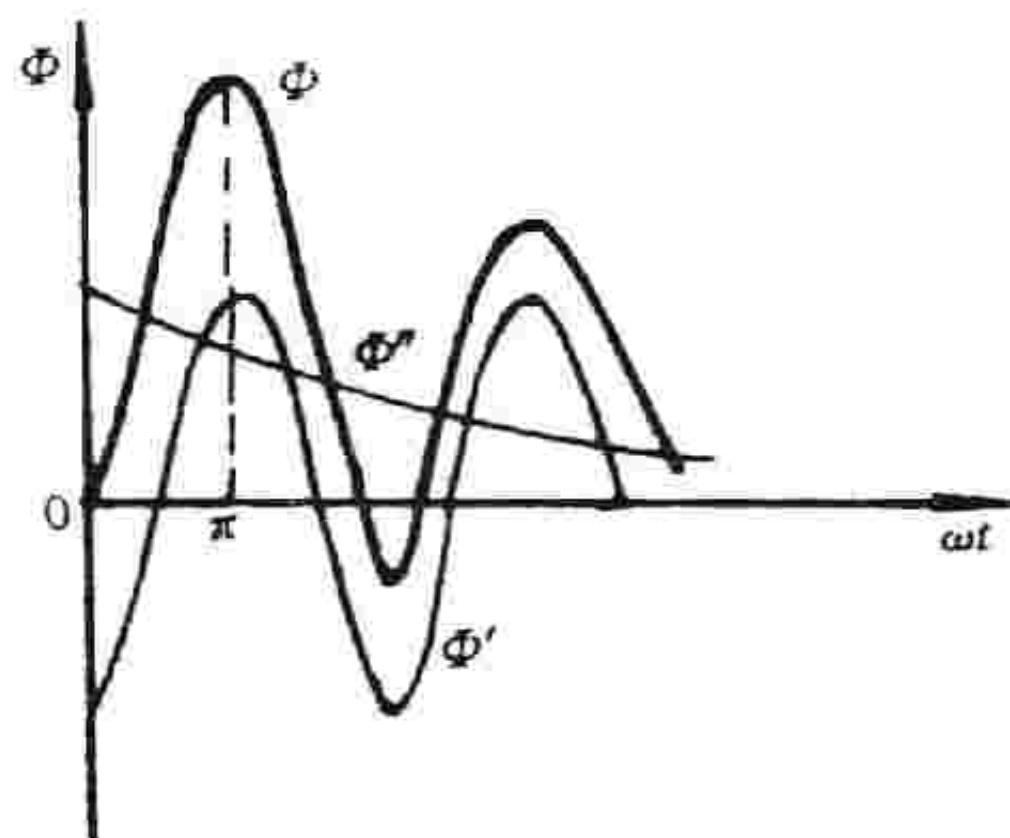


图 6-4 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 变压器空载接通电源磁通的变化曲线

当 $\omega t=180^\circ$ 时, 磁通 Φ 达到最大值, 若不考虑自由分量的衰减, 变压器的总磁通差不多达 $2\Phi_m$ 。考虑到变压器在空载合闸之前铁心里尚有剩磁, 当剩磁方向与自由分量磁通的方向一致时, 总磁通最大值可达稳定值的 $(2.2 \sim 2.3)$ 倍。知道了变压器空载合闸时磁通随时间变化的关系后, 根据磁化曲线, 就能找出相应的激磁电流, 如图 6-5 所示。

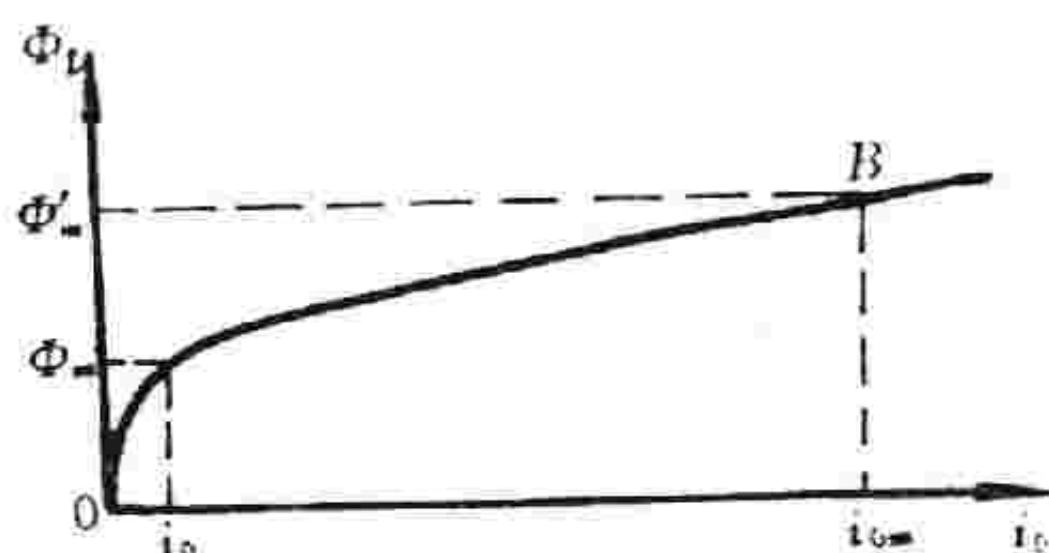


图 6-5 磁化曲线



图 6-6 空载合闸电流示波图

变压器在正常运行时, 磁路已开始饱和, 例如工作在 A 点。在最不利的空载合闸情况下, 磁通可能超过 Φ_m 的两倍, 这时铁心非常饱和, 工作在 B 点。因此激磁电流很大, 超过稳态激磁电流 i_0 值的 $80 \sim 100$ 倍, 可达额定电流的 $4 \sim 6$ 倍, 这种情况称为激磁涌流 (field inrush current), 这是一种最不利的情况。图 6-6 是空载合闸电流示波图。

事实上, 随着时间的推移, 自由分量将逐渐衰减, 衰减的快慢取决于时间常数 T_1 , $T_1 = \frac{L_{sc}}{r_1}$ 。一般小变压器的电阻较大, 时间常数较小, 故合闸的冲击电流只要经过几个周波 (零点几秒以下) 就达到稳态值。巨型变压器衰减得较慢, 有的衰减过程可以达到 20 秒。

空载合闸电流对变压器本身没有多大的危害, 但当它衰减较慢时, 可能引起变压器本身过电流保护装置动作而跳闸。为了避免这种现象, 需要设法使合闸电流加速衰减。为此, 可在变压器原边串联一个附加电阻, 这样一则减少冲击量, 二来还可以使冲击迅速衰减, 合闸完毕后, 再将该电阻切除。

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初相角接近于零, 故总有一相的合闸电流较大。

§ 6-3 变压器副边突然短路的瞬态过程

一、突然短路电流

在第二章中,我们讨论过变压器副边稳态短路的情况,由于变压器短路阻抗 Z_k 很小,稳态短路电流可达额定电流的 10~20 倍。变压器副边突然短路时,短路电流比稳态短路电流更大,如不采取有效措施,可能把变压器损坏。

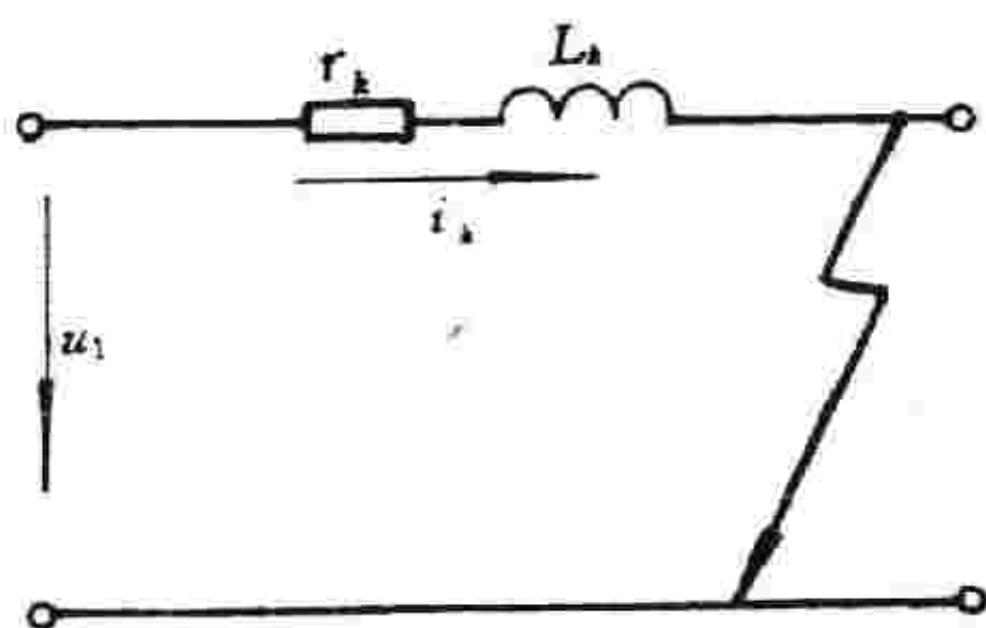


图 6-7 变压器突然短路

分析突然短路时,可以忽略空载电流,因而可用图 6-7 简化等效电路。图中短路电阻 r_k 和短路电感 $L_k = \frac{x_k}{\omega}$ (其中 x_k 是短路电抗)都是常数,因此变压器副边突然短路时的情况就与 R, L 串联电路突然接到正弦电压上去的情况相似,可用“电路原理”中分析 R, L 串联电路瞬态过程的方法来进行分析。

设电网容量很大,短路电流不致引起电网电压下降,则得突然短路时原边电路微分方程式为

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha) = i_k r_k + L_k \frac{di_k}{dt} \quad (6-6)$$

解此常系数微分方程式可得:

$$\begin{aligned} i_k &= i'_k + i''_k = \frac{\sqrt{2} U_1}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + C e^{-\frac{t}{T_k}} \\ &= \sqrt{2} I_k \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + C e^{-\frac{t}{T_k}} \end{aligned} \quad (6-7)$$

式中 $i'_k = \sqrt{2} I_k \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k)$ ——突然短路电流稳态分量的瞬时值;

$\sqrt{2} I_k = \frac{\sqrt{2} U_1}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}}$ ——突然短路电流稳态分量的幅值;

$\varphi_k = \tan^{-1} \frac{x_k}{r_k} = \tan^{-1} \frac{\omega L_k}{r_k} \approx 90^\circ$ —— i'_k 与 u_1 的相位差。在一般电力变压器中,由于 $\omega L_k \gg r_k$,

所以 $\varphi_k \approx 90^\circ$;

$i''_k = C e^{-\frac{t}{T_k}}$ ——突然短路电流暂态分量(自由分量)的瞬时值;

$T_k = \frac{L_k}{r_k}$ ——暂态电流衰减的时间常数;

C ——待定积分常数,由初始条件决定。

通常,变压器发生突然短路之前,可能已经处于负载运行,但由于负载电流比短路电流小很多,故可略去不计,而认为突然短路是在空载情况下发生的,即认为 $t=0$ 时, $i_k=0$ 代入式(6-7)可得

$$0 = \sqrt{2} I_k \sin(\alpha - 90^\circ) + C$$

$$C = \sqrt{2} I_k \cos \alpha$$

将上式代入式(6-7),并认为 $\varphi_k = 90^\circ$, 便得

$$i_k = -\sqrt{2} I_k \cos(\omega t + \alpha) + \sqrt{2} I_k \cos \alpha e^{-\frac{t}{T_k}}$$

上式表明,突然短路电流的大小与电压 u_1 的初相角 α 有关。

由上分析可知:

(1) 当 $\alpha=90^\circ$ 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

$$i_k = \sqrt{2} I_k \sin \omega t$$

(2) 当 $\alpha=0^\circ$ 时发生突然短路,由式(6-8)可得

$$i_k = -\sqrt{2} I_k (\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T_k}}) \quad (6-9)$$

与上式对应的电流变化曲线如图 6-8 所示。从图可见,在突然短路后半周期瞬间 ($\omega t=\pi$),短路电流达最大值 i_{kmax} 。以 $\omega t=\pi$ 代入上式可得

$$i_{kmax} = \sqrt{2} I_k (1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}}) = k_y \sqrt{2} I_k \quad (6-10)$$

式中 $k_y = 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}}$ 是突然短路电流最大值与稳态短路电流最大值的比值。 k_y 的大小与时间常数 $T_k = \frac{L_k}{r_k}$ 有关。变压器的容量愈大, $\frac{L_k}{r_k}$ 愈大,则 T_k 和相应的 k_y 也增大。对中小型变压器 $k_y = 1.2 \sim 1.4$, 大型变压器 $k_y = 1.7 \sim 1.8$ 。

当用标么值表示时

$$i_{kmax}^* = \frac{i_{kmax}}{\sqrt{2} I_N} = \left(k_y \frac{I_k}{I_N} \right) = k_y \frac{U_{1N}}{I_N z_k} = k_y \frac{1}{z_k^*}$$

上式表明, i_{kmax}^* 与 z_k^* 成反比,即短路阻抗愈小,突然短路电流愈大。若 $z_k^* = 0.66$, 则 $i_{kmax}^* = (1.2 \sim 1.8) \frac{1}{0.66} = 20 \sim 30$ 。这是一个很大的冲击电流,产生很大的电磁力,对变压器有严重影响。为了限制 i_{kmax}^* , z_k^* 不宜太小;但从减小变压器的电压调整率 ΔU 来看, z_k^* 又不宜过大。因此在设计变压器时,必须全面考虑 z_k^* 数值的选择。

二、突然短路电流对变压器的影响

(1) 突然短路时变压器绕组受到很大的机械力的影响

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,如前所述,最大短路电流可达额定电流的 20~30 倍,由于短路时产生的电磁力与电流平方成正比,所以短路时绕组所受到电磁力将为额定时的 400~900 倍,可能使变压器的绕组变形和绝缘损坏。为了防止这些不良情况,应加强绕组的支撑。下面简单地分析当原、副绕组高度相等、磁动

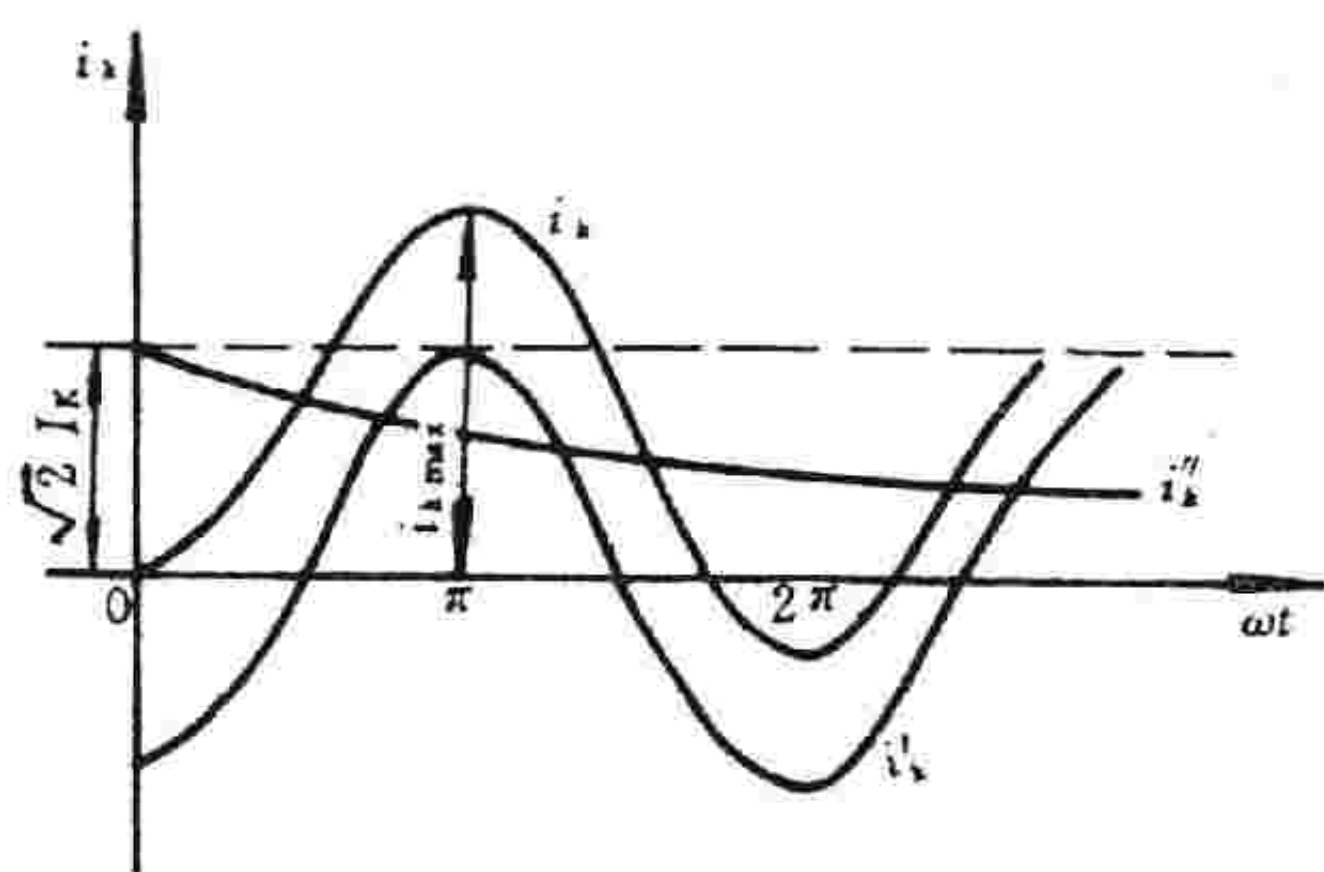


图 6-8 当 $\alpha=0^\circ$ 变压器突然短路电流波形图

势沿绕组高度分布均匀时,同心式绕组所受的电磁力。

图 6-9(a)为原、副绕组所产生的漏磁场分布图形。把漏磁场分为轴向分量 B_d 和径向分量 B_q ,则轴向漏磁场同原、副绕组中电流作用产生径向的电磁力,这种电磁力企图将外面的绕组拉伸而将里面的绕组压缩;而径向漏磁场同原、副绕组中的电流作用则产生轴向的电磁力,企图把两个绕组沿高度上压缩,如图 6-9(b)所示。

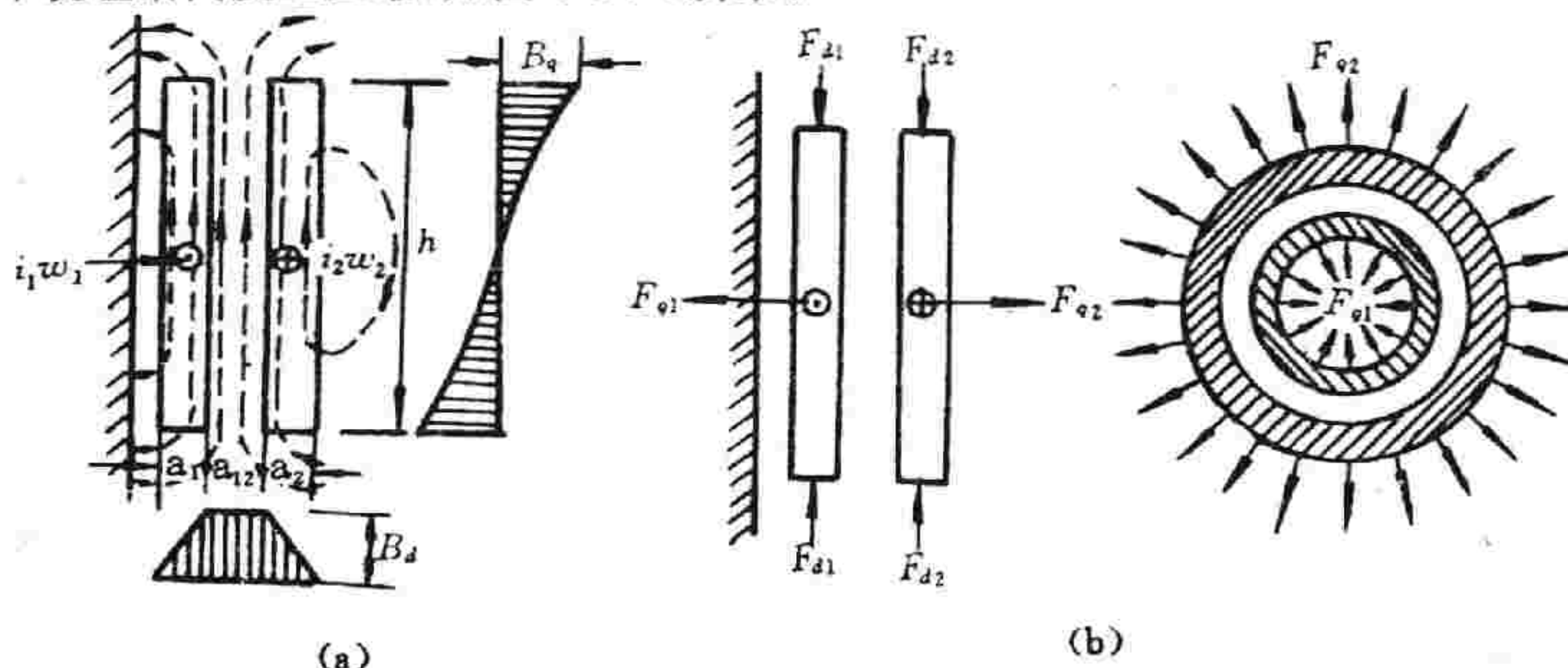


图 6-9 同心式绕组所受的电磁力

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。如果轴向电磁力过大,就可能把线圈压得变形,并把支撑件压坏。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很多。但从对绕组的破坏作用来看,因圆形线圈能承受较大的径内力而不变形,故轴向电磁力的危害性更大。

(2)变压器发生突然短路时,短路电流达到额定电流的(20~30)倍,因而铜耗将达额定电流时的几百倍。由于铜耗的极大增长,绕组温度上升非常迅速。如果不设法在最短时间内排除故障或使断路器跳闸,则变压器有烧毁的可能。

到目前为止,对绕组短路时过热尚没有一个限制的标准。一般认为温度达 200~250℃是允许的,但最好不超过 200℃,根据计算,断路器的跳闸时间远远小于达到短时允许温度所需的时间,因此,在有适当的保护下,发生突然短路后烧毁变压器的事件是罕见的。

小 结

变压器的瞬态过电流现象包括两种情况,一种是变压器空载合闸,另一种是变压器发生突然短路。

变压器空载投入电网时有可能产生激磁涌流,激磁涌流产生的原因,主要是在变压器投入电网的瞬态过程中,铁心中磁通增加很多,使铁心过度饱和所致。激磁涌流对变压器本身没有什么危害,但使变压器的继电保护装置变得复杂。

变压器发生突然短路会产生极大的短路电流,使电流与漏磁场作用,产生很大的机械力,绕组各部分可能因此而损坏,因此突然短路是一个严重的故障。

第四章至第六章 自测题

一、填空题(每格 1 分,共 20 分)

1. 三绕组变压器的额定容量是指_____绕组的容量。若高、中、低压绕组容量分别按 100%、50%、100% 进行设计,则当高、中压绕组满载时,低压绕组最大输出容量为额定容量的_____。

2. 三绕组变压器等效电路中的电抗都是_____电抗,它们都是_____(填入常数或变数)。

3. 自耦变压器的容量是由两部分组成,一部分是_____;另一部分是_____。

4. 自耦变压器之所以成本低,效率高是由于_____。效益系数越接近于_____,其优点愈显著。

5. 自耦变压器从原、副边测出的短路阻抗欧姆值是_____的,它们的标么值是_____的。(填入相等或不相等)

6. 使用电流互感器时应注意_____,使用电压互感器时应注意_____。

7. 变压器理想并联运行的条件是: 1. _____; 2. _____; 3. _____。

8. 两台短路阻抗标么值不相等的变压器并联运行,则短路阻抗标么值大者负荷系数_____。为了经济运行,两台容量和短路阻抗标么值不同的变压器并联运行,我们希望容量大者,短路阻抗标么值_____。

9. 当原边电压瞬时值等于_____瞬间,变压器发生突然短路,其短路电流最大。

二、一台 5600kVA, 6.6/3.3kV、Y,yn0 联结的三相双绕组变压器, $z_k^* = 0.105$ 。今将其改接成 9.9/3.3kV 的降压自耦变压器,试求:

(1) 自耦变压器的容量;(15 分)

(2) 额定电压下的稳态短路电流,并与原双绕组变压器稳态短路电流相比较。(15 分)

三、已知两台三相变压器数据如下:

编 号	S_N	U_N	连接组别	z_k^*
I	5600kVA	3300/380V	Y,yn-11	0.06
II	3200kVA	3300/380V	Y,yn-11	0.066

试求:这两台变压器并联运行时能供给的最大千伏安数,和它们分别供给的负载电流的大小?(不许任何一台过载)

四、一台 SJ-180/10 电力变压器,180kVA, 10/0.4kV, Y,yn0 联结, $p_{KN} = 3.53kW$, $u_k = 4\%$,试求:

(1) 高压绕组稳态短路电流及其倍数;(10 分)

(2) 在最不利情况下发生突然短路时,最大的突然短路电流。(10 分)

第二篇 同步电机

第七章 同步电机的基本知识及结构

本章重点内容:1.掌握同步电机的基本工作原理。

2.掌握同步电机的转子转速与电动势频率的关系。

3.了解同步电机的基本结构。

4.了解同步电机的额定值。

§ 7-1 概 述

一、什么叫同步电机

同步电机(*synchronous machine*)是一种旋转的交流电机,它的转子转速 n 与电动势频率 f 之间保持严格不变的关系。

对于同步发电机,发出的电动势频率 f 满足

$$f = \frac{pn}{60} \quad (\text{Hz})$$

式中 p ——磁极对数;

n ——转子转速, r/min。

对于同步电动机,转子转速满足

$$n = \frac{60f}{p} \quad (\text{r/min})$$

式中 f ——输入电流的频率, Hz。

二、同步电机的运行方式

1. 作为发电机运行——把机械能转换成电能

同步电机主要用来作为发电机运行。现代工农业生产中所用的交流电能,几乎全由同步发电机(*synchronous generator*)发出。

同步发电机根据原动机的形式可分为:

汽轮发电机(*turbo generator*)——原动机为汽轮机。

水轮发电机(*water-wheel generator*)——原动机为水轮机。

其它原动机带动的发电机——如柴油发电机,风力发电机等。

2. 作为电动机运行——把电能转换成机械能

同步电动机(*synchronous motor*)的转速总是恒定不变的,它只适用于不要求调速的生产机械中,如驱动空气压缩机、鼓风机、矿山用球磨机等。同步电动机虽不如异步电动机用得普遍,但由于它可以提高电网功率因数,所以容量大于 50kW 速度不要求调节的设备常常采用同步电动机。

3. 作为同步补偿机(同步调相机)运行——向电网发送无功功率

同步补偿机(*synchronous compensator*)基本上不进行有功功率的转换,它专门用来调节电网的无功功率,以改善电网的功率因数。

值得指出的是,从原理上讲,任何一台同步电机,既可以作为同步发电机运行,也可以作为电动机或补偿机运行,这就是电机的可逆性原理。例如水电站的同步电机,旺水期用作发电机运行,枯水期可作为同步补偿机运行。当然,同步发电机,同步电动机和同步补偿机各有自己的特点,没有特殊情况,不互换使用。

§ 7-2 同步电机的工作原理

机电能量转换都是在带电导体和磁场作相对运动中进行的,所以任何旋转电机从结构上看,都是由两大部分组成,一部分是静止的,称为定子(*stator*);另一部分是旋转的,称为转子(*rotor*)。定、转子都是由铁磁材料制成,它们和定、转子之间的气隙构成了同步电机的主磁路。同步电机的电路主要由两部分组成,一部分是励磁电路,组成该电路的线圈叫励磁绕组(*excitation winding*),励磁绕组通入直流产生主磁通,形成极性相间的主磁极(*main pole*)。励磁绕组一般安装在转子上。另一部分是感应电动势的电路,称为电枢电路,组成该电路的线圈称为电枢绕组(*armature winding*)。电枢绕组一般安装在定子上,而且一般做成三相。同步电机可分为凸极式和隐极式两种,其示意图如图 7-1 所示。

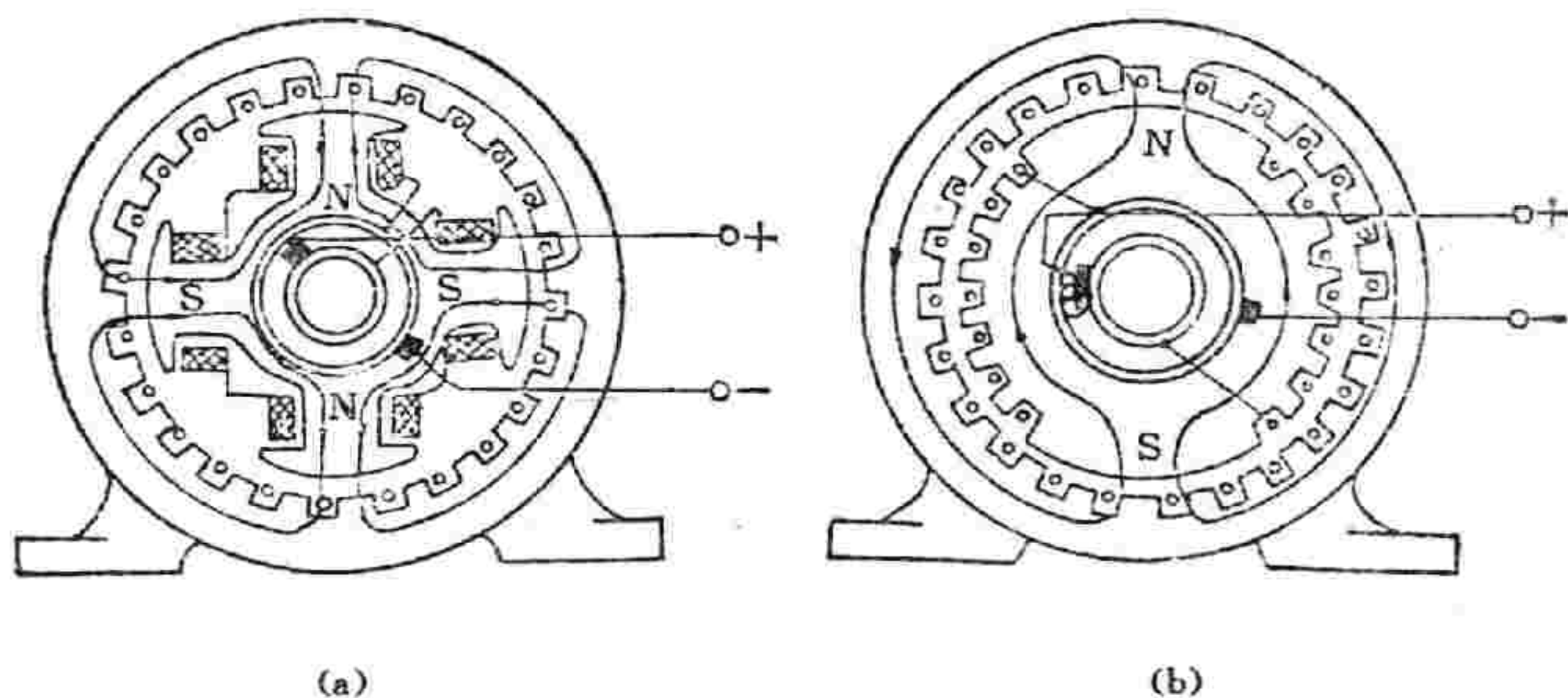


图 7-1 同步电机示意图

当同步电机作为发电机运行时,用一原动机拖动转子旋转,转子励磁绕组中通入直流电,从而在气隙中产生一旋转的磁场,该磁场切割定子上的电枢导体,于是电枢绕组便感应出交流

电动势。设气隙磁密按正弦分布,则在定子三相绕组里感应出正弦变化的三相电动势。交流电动势的频率取决于电机的极对数 p 和转子转速 n ,若电机为一对极,当转子旋转一周时,导体中感应电动势变化一个周波。若为 p 对极,当转子旋转一周时,导体感应电动势变化 p 个周波。设转子每分钟旋转 n 转,则 p 对极电机,导体感应电动势每分钟变化 pn 个周波,每秒钟变化 $pn/60$ 个周波,这就是电动势的频率。

$$f = \frac{pn}{60} \quad (\text{Hz})$$

我国电力系统,规定交流电的频率为 50Hz,因此极对数和转速有一固定关系

$$n = \frac{60 \times 50}{p} = \frac{3000}{p} \quad \text{r/min}$$

例如:当 $p=1$ 时, $n=3000 \quad \text{r/min}$

当 $p=2$ 时, $n=1500 \quad \text{r/min}$

当 $p=30$ 时, $n=100 \quad \text{r/min}$

这些转速称为同步速(*synchronous speed*)。

如果同步电机作为电动机运行,则必须在定子三相绕组上加上三相交流电压。三相交流电流通定子绕组,会在电机里产生旋转磁场,当励磁绕组加上直流励磁电流时,转子好象是一个磁铁。于是旋转磁场带动这个磁铁,按旋转磁场的转向和转速旋转,从而实现把电能转换成机械能的目的。这时转子的转速 n 为

$$n = \frac{60f}{p} \quad \text{r/min}$$

式中 f ——输入电流的频率。

由此可见,同步电机无论作为发电机还是电动机运行,当极数一定时,它的转速 n 和频率 f 之间保持严格不变的关系,用电机专业术语说,叫做“同步”,所以这种电机叫同步电机。

§ 7-3 同步电机的基本结构

下面介绍汽轮发电机和水轮发电机的基本结构

一、汽轮发电机

图 7-2 是一台汽轮发电机结构图,它是由定子(*stator*)、转子(*rotor*)等部分组成的。

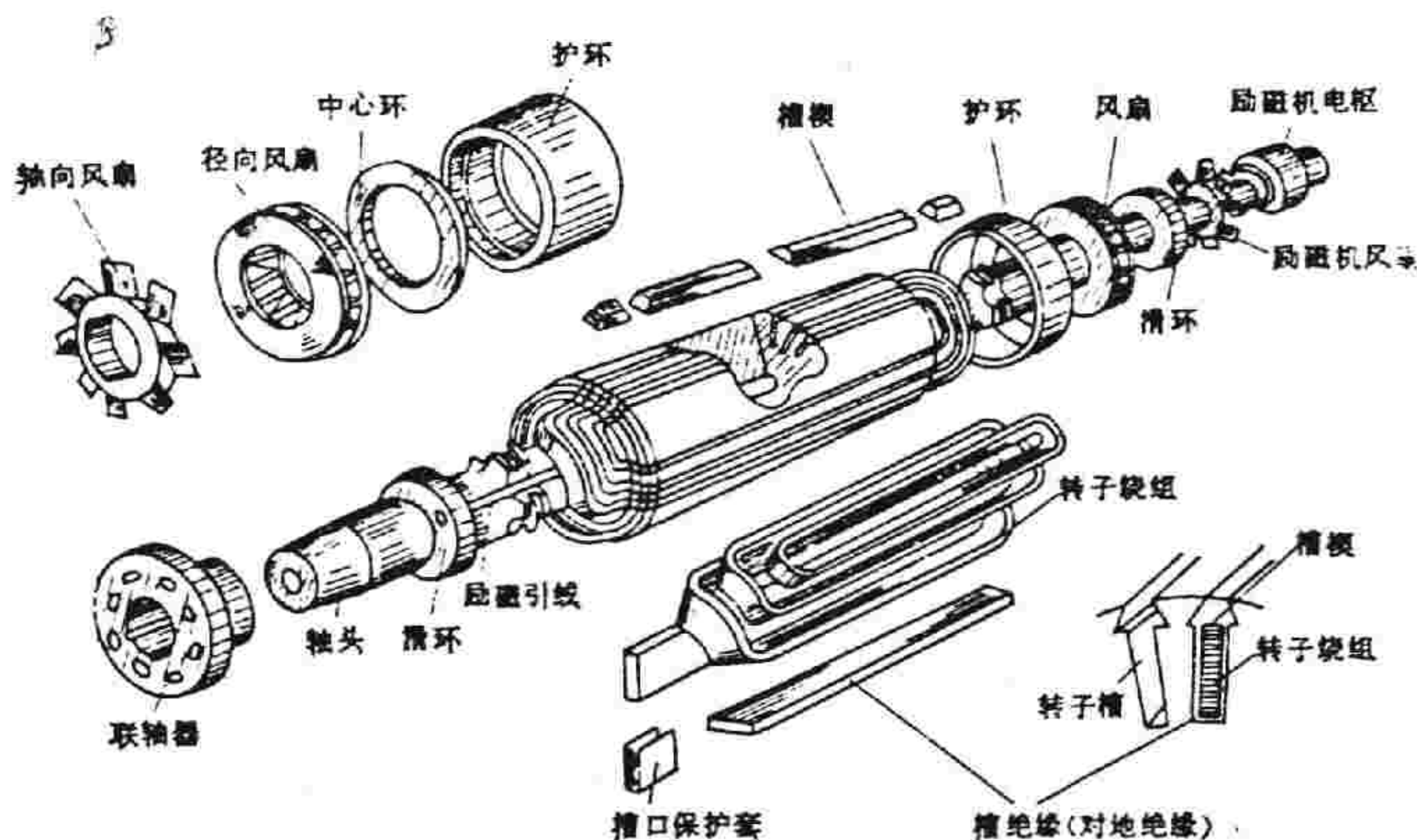
1. 转子

图 7-3 是两极空气冷却汽轮发电机转子结构示意图。汽轮发电机由于转速高(一般都是 3000r/min),为了加强机械强度和很好地固定励磁绕组,大容量的电机几乎全作成隐极式转子(*non-salient pole or cylindrical rotor*)。隐极式转子从外形来看,没有明显的突出磁极,其铁心如图 7-4 所示,在转子槽中嵌有励磁绕组,如果在它的励磁绕组里通入直流电流时,转子的周围也会出现 N 极和 S 极的磁场。

由于转速高,转子直径受离心力的限制。为了增大容量,只能增加转子长度,因此汽轮发电机的转子是一个细而长的圆柱体。

转子铁心除了要求能固定励磁绕组外,还要求它的导磁性能好,一般由高机械强度和导磁性能较好的合金钢锻成,并且和转轴作成一体。转子铁心上约有 2/3 部分开了槽,在槽里

1—定子机座； 2—定子铁心； 3—外壳； 4—吊起定子设备； 5—防火导水管； 6—定子绕组；
7—定子压紧环； 8—外护板； 9—里护板； 10—通风壁； 11—导风屏； 12—电刷架；
13—电刷握； 14—电刷； 15—轴承座； 16—轴承衬； 17—油封口； 18—汽轮机的油封口；
19—基础板； 20—转子； 21—端线； 22—励磁机



励磁绕组是用扁铜线绕成的同心式线圈。在水冷电机里,铜线是空心的。

励磁绕组的固定是个很复杂的问题。在槽里的导体用槽楔固紧,端部的导体用护环来固定。

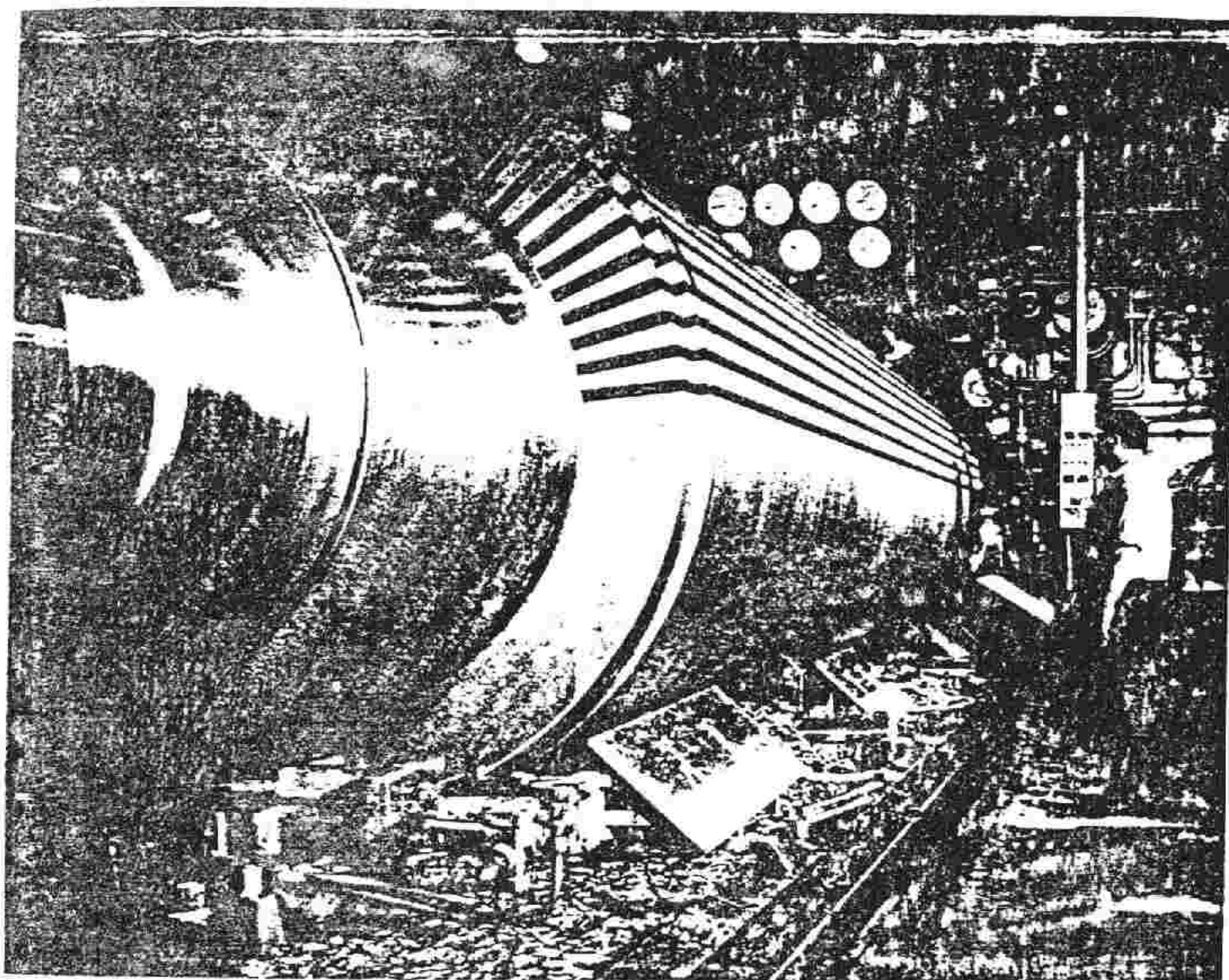
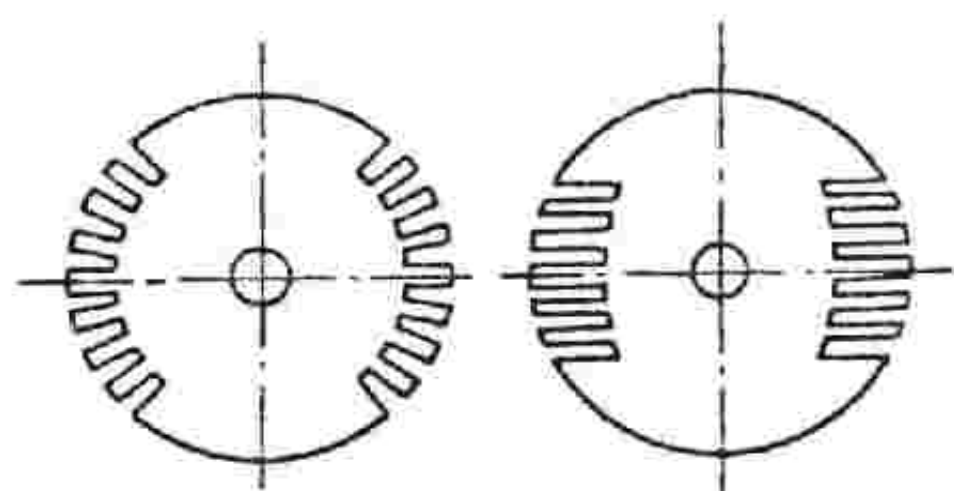


图 7-4 正在加工的汽轮发电机转子铁心



(a)辐射形排列

(b)平行排列

图 7-5 汽轮发电机的转子槽

励磁绕组通过装在转子上的滑环(集电环)与电刷装置和外面的直流电源构成回路。

2. 定子

定子是由铁心、绕组、机座以及固定这些部分的其他部件组成。

为了减少定子铁心里的铁损耗,定子铁心是由 0.5mm 或 0.35mm 厚的硅钢片叠装而成。当定子铁心外径大于 1 米时,用扇形硅钢片拼成一个整圆。在叠装时,把每层的接缝错开,如图 7-7 所示。扇形片的表面涂上绝缘漆,以减少铁心的涡流损耗。

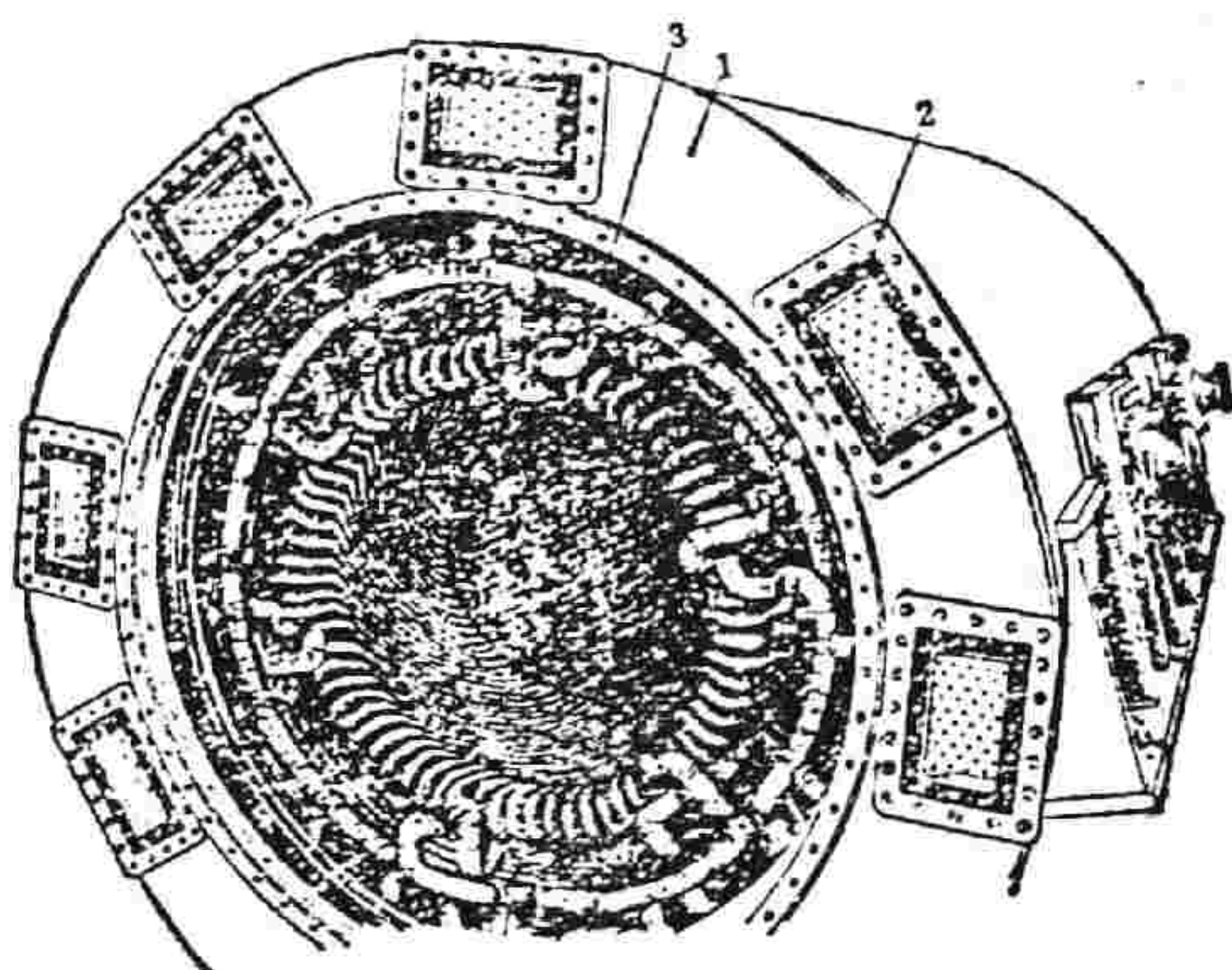


图 7-6 氢冷发电机定子
1—机座； 2—冷却器； 3—定子绕组

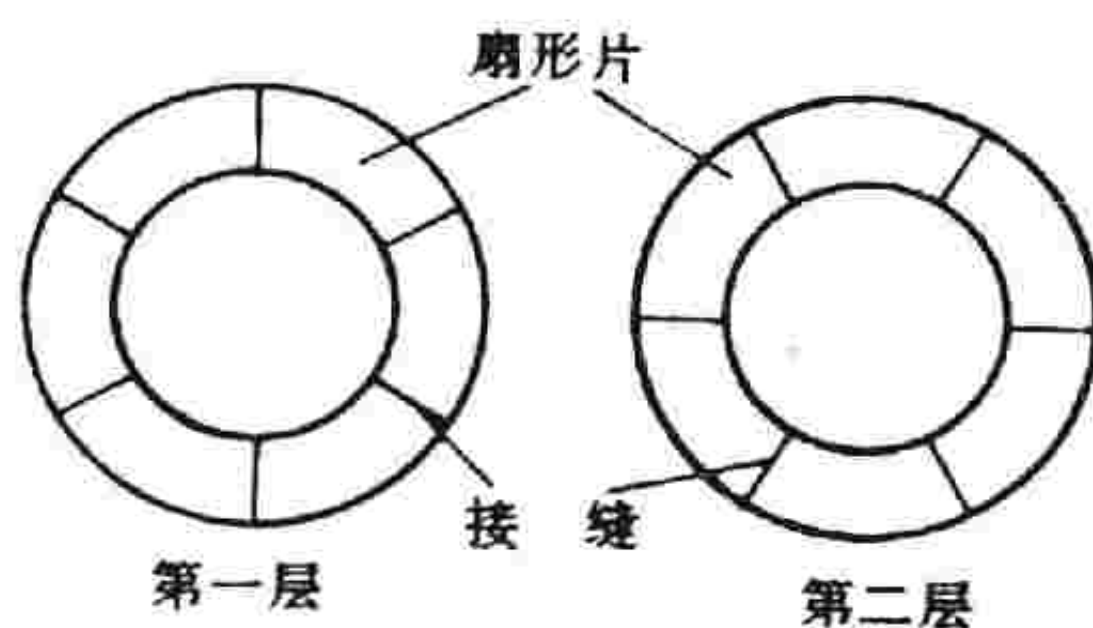


图 7-7 汽轮发电机定子铁心的叠片

定子铁心内圆开有槽,槽内放置定子绕组,定子槽形一般都作成开口槽,便于嵌线。定子铁心结构如图 7-8 所示。

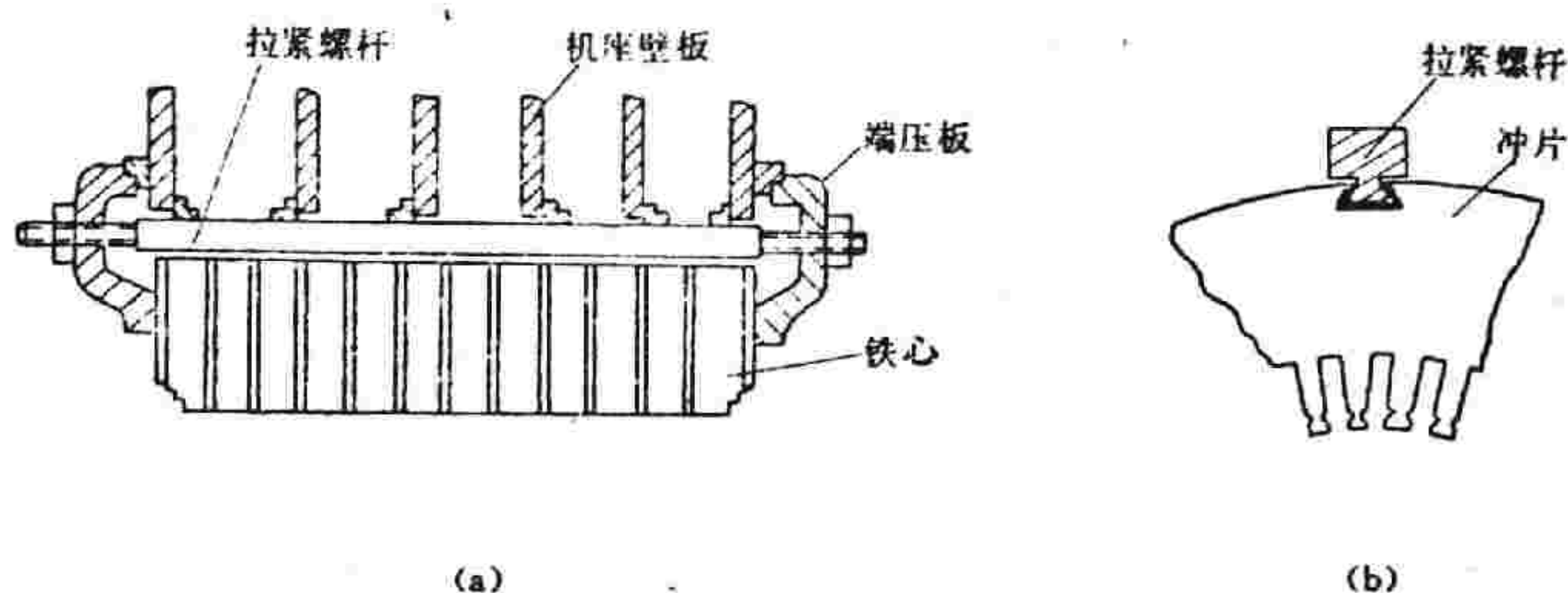


图 7-8 定子铁心结构

定子绕组是由许多线圈联接而成,每个线圈又是由多股铜线绕制成的(水内冷电机用空心导线)。放在定子槽里的导体靠槽楔来压紧固定,端部用支架固定。

机座的作用是为了固定定子铁心。要求它有足够的机械强度和刚度,以承受加工、运输以及运行过程中的各种作用力。一般汽轮发电机的机座是由钢板拼焊而成。

二、水轮发电机

由水轮机带动的同步发电机叫水轮发电机。图 7-9 是一台悬式水轮发电机结构图。由于水轮机的转速低(一般每分钟只有几十转到几百转),因此把发电机的转子做成凸极式(*salient pole rotor*)。凸极式转子在结构上和加工工艺上都比隐极式的简单。图 7-10 为一凸极转子。

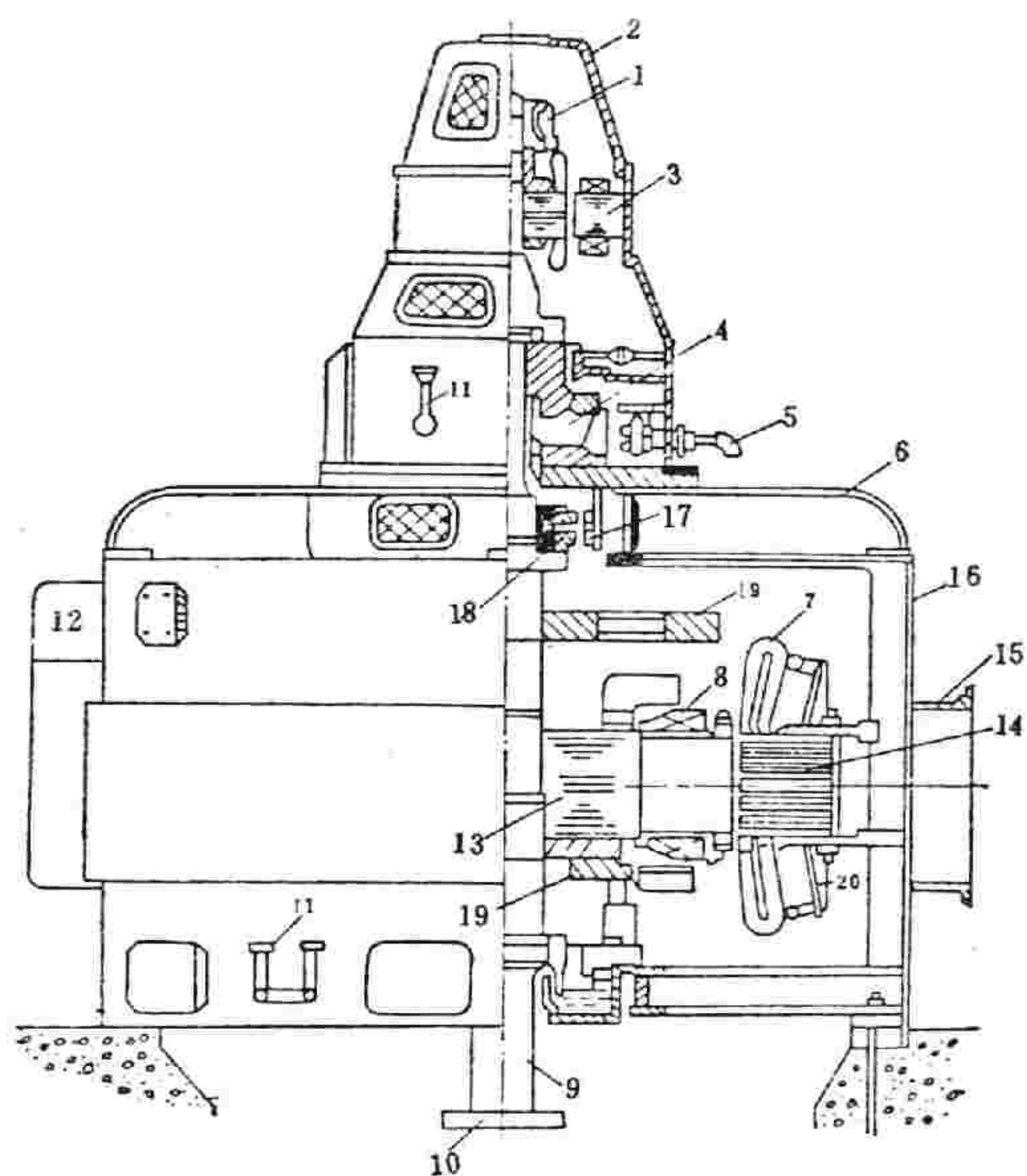


图 7-9 悬式水轮发电机结构图

1—换向器 2—端盖 3—主极 4—推力轴承 5—冷却水进水管 6—上端盖 7—定子绕组 8—磁极线圈
9—主轴 10—靠背轮 11—油面高度指示器 12—出线盒 13—磁极装配支架 14—定子铁心 15—风罩
16—发电机机座 17—炭刷 18—集电环 19—制动环 20—端部撑架

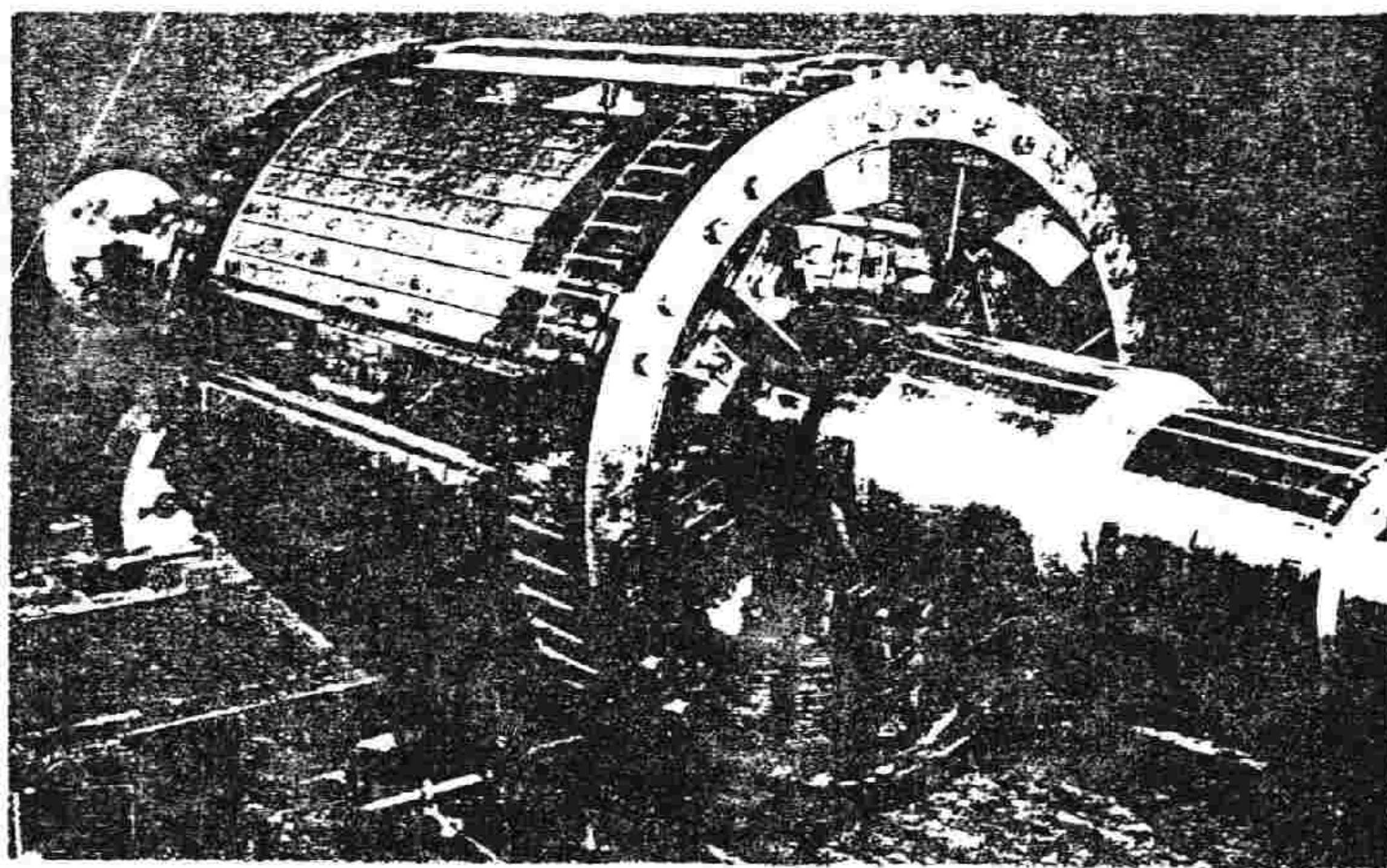


图 7-10 凸极同步电机转子

由于水轮发电机是立式结构,转子部分必须支撑在一个推力轴承了,推力轴承要承担整个机组转动部分的重量和水的压力。这些向下的压力有时达到几百吨,甚至上千吨。因此大容量水轮发电机,必须很好地解决推力轴承的结构和工艺,以及推力轴承安放的位置等问题。从推力轴承安放的位置,立式水轮发电机可以分为悬吊式和伞式两种不同的结构。图 7-11 是它们的示意图。

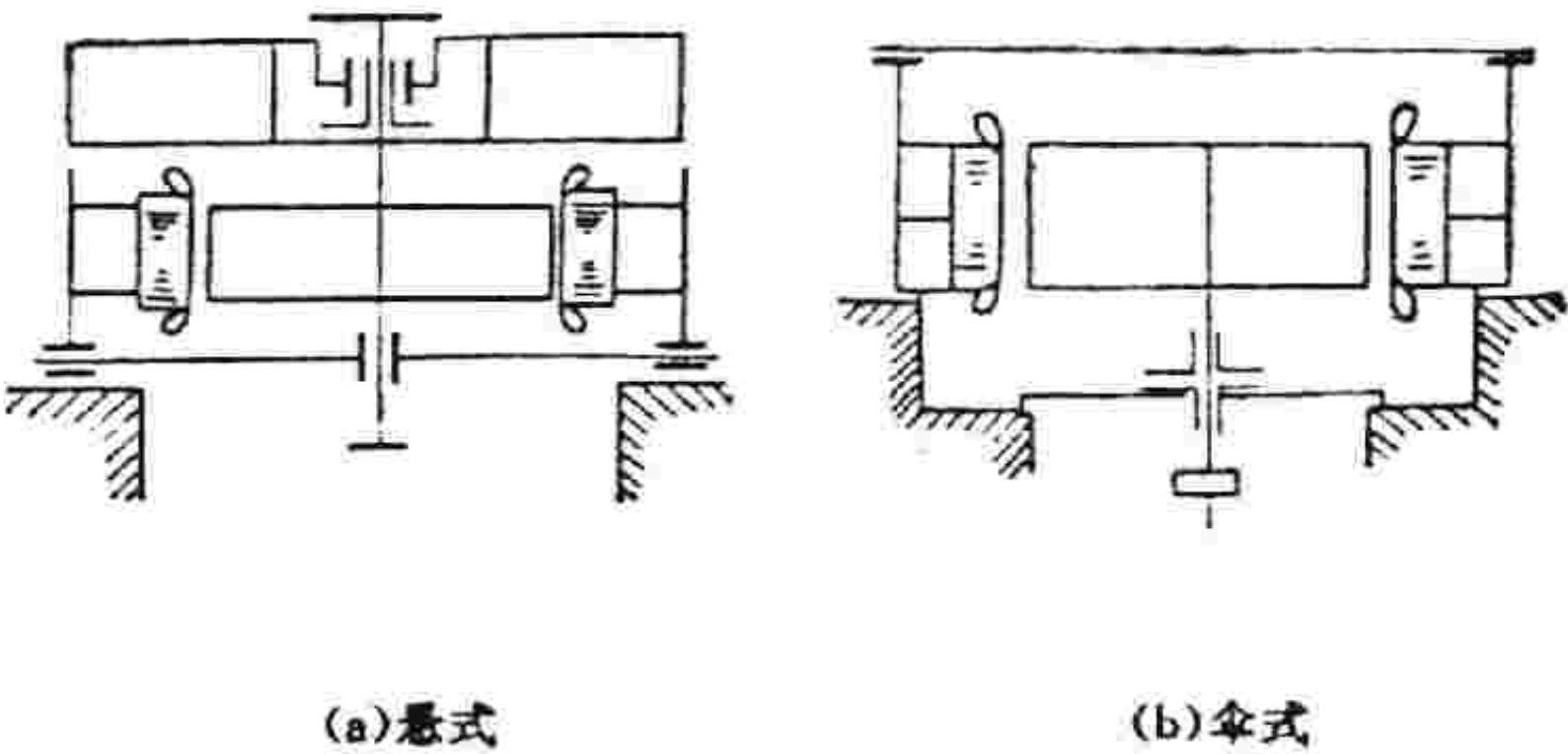


图 7-11 立式水轮发电机的基本结构型式

悬吊式是把推力轴承放在转子的上部,整个转子都悬挂在推力轴承之上,见图 7-11(a)。伞式是把推力轴承放在转子的下部,见图 7-11(b)。目前,这两种结构都使用,悬吊式稳定性好,用于转速高的水轮发电机组,伞式轴向长度小,可以降低厂房高度,用于低速水轮发电机组。

水轮发电机的转子是由磁轭、磁极、励磁线圈、转子支架、转轴等组成。磁极装配如图 7-12 所示。

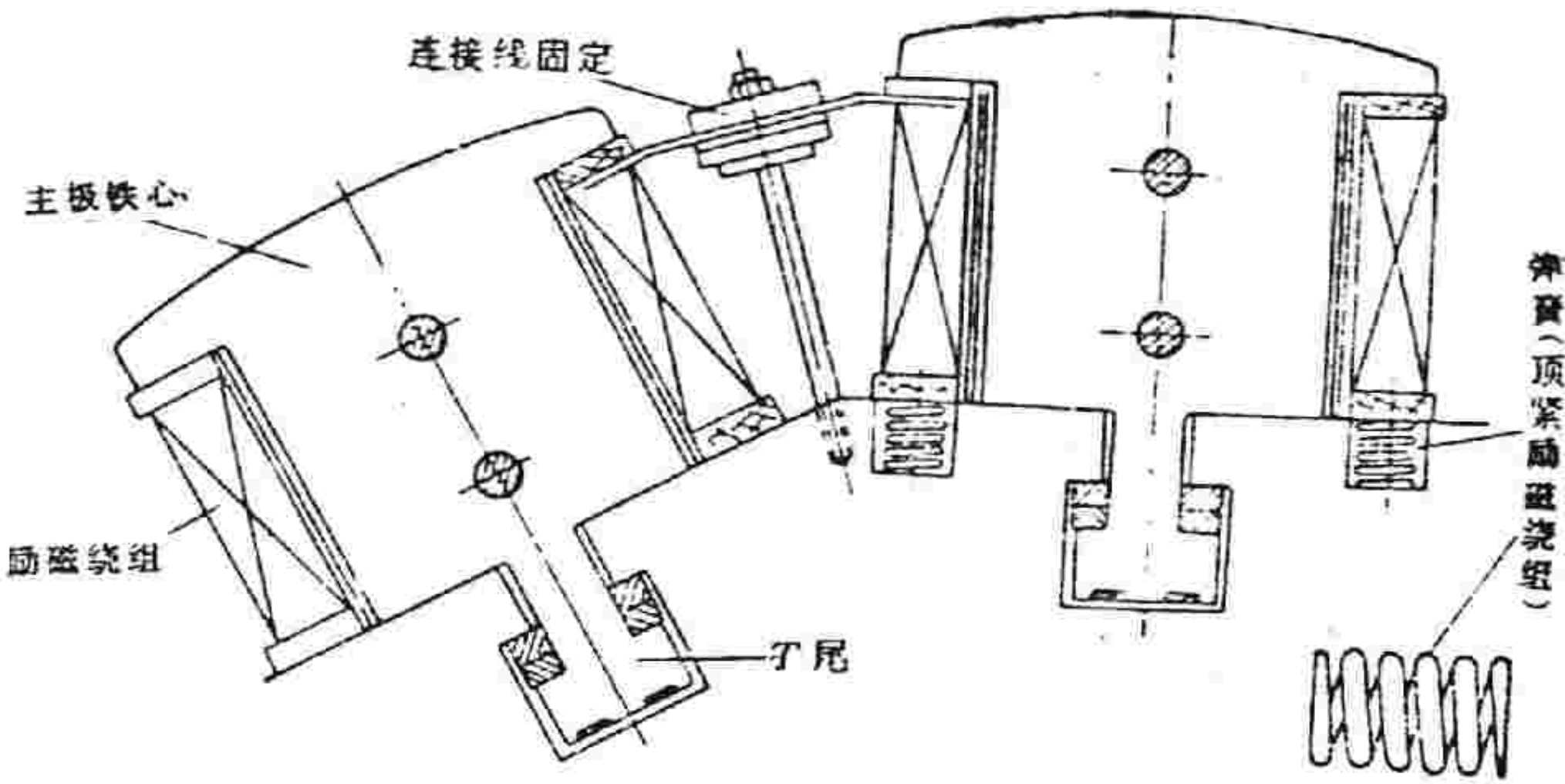


图 7-12 磁极装配

磁极由 1~1.5mm 厚的钢板冲成磁极冲片,用铆钉装成一体。磁极上套有励磁线圈,而励磁线圈是由扁铜线绕制而成的。图 7-13 为一个磁极。

磁极的极靴上还有阻尼绕组(damping winding)。阻尼绕组是用裸铜条放入极靴的阻尼槽中,然后在两端用铜环焊在一起,形成一个短接的回路。如图 7-14 所示。

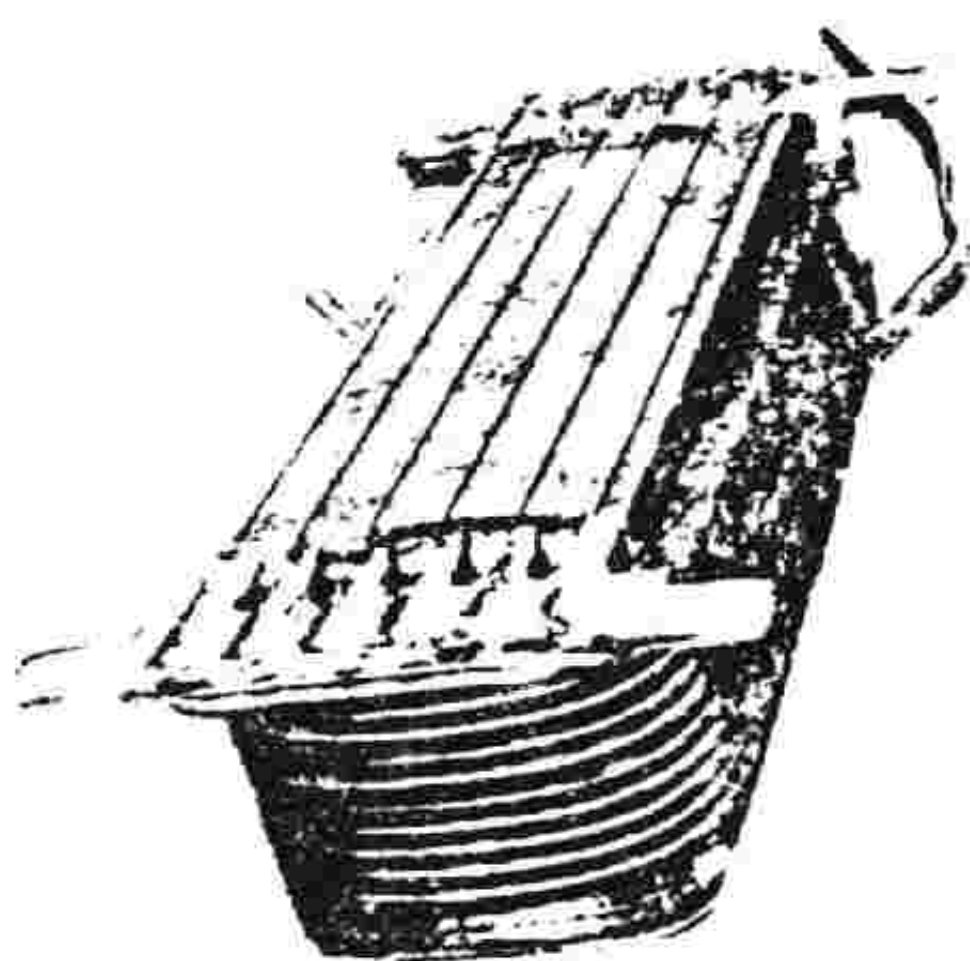


图 7-13 磁极

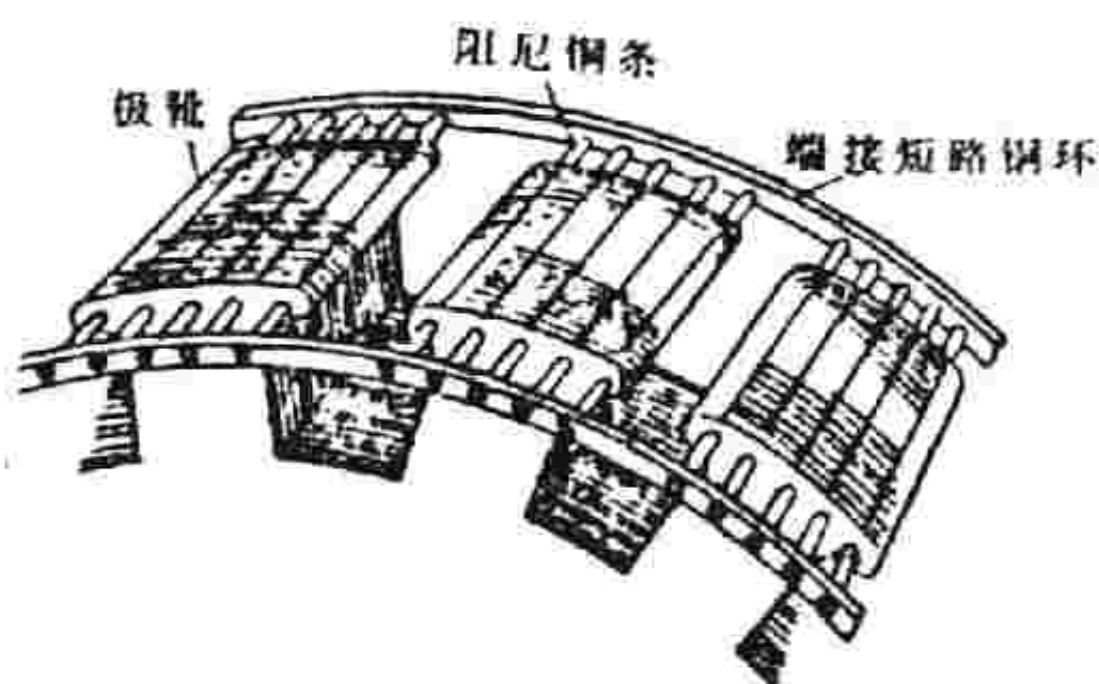


图 7-14 磁极铁心中的阻尼绕组

大容量水轮发电机的定子直径很大(常超出十米),为了便于运输,通常把定子分成二、四、或六瓣,分别制好后,再运到电站拼成一整体。机座为钢板焊接结构。

§ 7-4 同步电机的励磁方式

同步电机工作时必须供给励磁绕组直流电流,以便建立励磁磁场。提供直流的电源及附属设备统称为励磁系统。获得励磁电流的方法称为励磁方式。励磁系统的性能直接影响同步电机运行的可靠性、经济性及主要特性,例如电压调整率和过载能力等。

励磁系统的形式很多,按照励磁系统和发电机的关系,可分为他励式(*separately excited*)和自励式(*self-excited*)两类。凡用直流或交流励磁机供给励磁的称为他励式励磁系统。凡是从发电机自身绕组(包括辅助绕组)取得电能作为励磁电源的则称为自励式励磁系统,下面分别介绍这两类励磁系统的基本形式。

一、他励式励磁系统

他励式励磁系统主要有以下几种。

1. 直流励磁机励磁系统

采用并励直流发电机作为励磁机来供给励磁电流,其简单线路如图 7-15 所示。图中 R_f 接

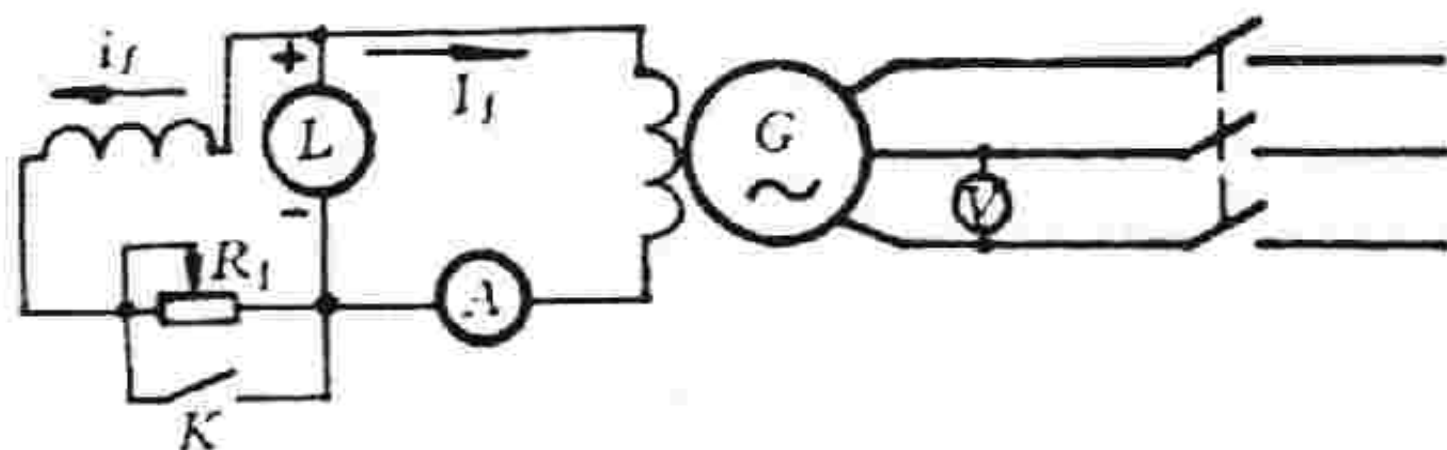


图 7-15 直流励磁机励磁系统

到自动调励装置,当负载变化时,自动调励装置可自动改变 R_f 的阻值,使励磁电流改变,以保证发电机输出电压稳定。短路开关 K 是当电网突然短路时,它能立即闭合而使励磁电流迅速大幅度增加,以适应同步发电机强励的要求。

一般直流励磁机与主发电机装在同一轴上,称为同轴励磁机。由于直流励磁机是独立的直流发电机,与交流电网没有联系,当电网发生故障时不会影响励磁系统的正常运行,因此在中、小型汽轮发电机中仍得到广泛应用。有时为了提高强励时的电压上升速度,直流励磁机本身的励磁采作他励方式,由同轴的副励磁机来供给。

2. 他励式静止半导体励磁系统

图 7-16 表示一种他励式静止半导体励磁系统原理图。系统包括主励磁机(*main exciter*)、副励磁机(*pilot exciter*)、整流装置以及自动励磁调节环节、自动恒压装置等。主励磁机与副励磁机都与主发电机同轴联接,主励磁机为三相同步发电机,其频率为 100Hz,副励磁机为中频发电机,其频率为 400Hz 或 500Hz,有时也采用永磁发电机。采用较高频率的目的是为了减少励磁电流纹波、励磁时间常数和缩小励磁机的尺寸。

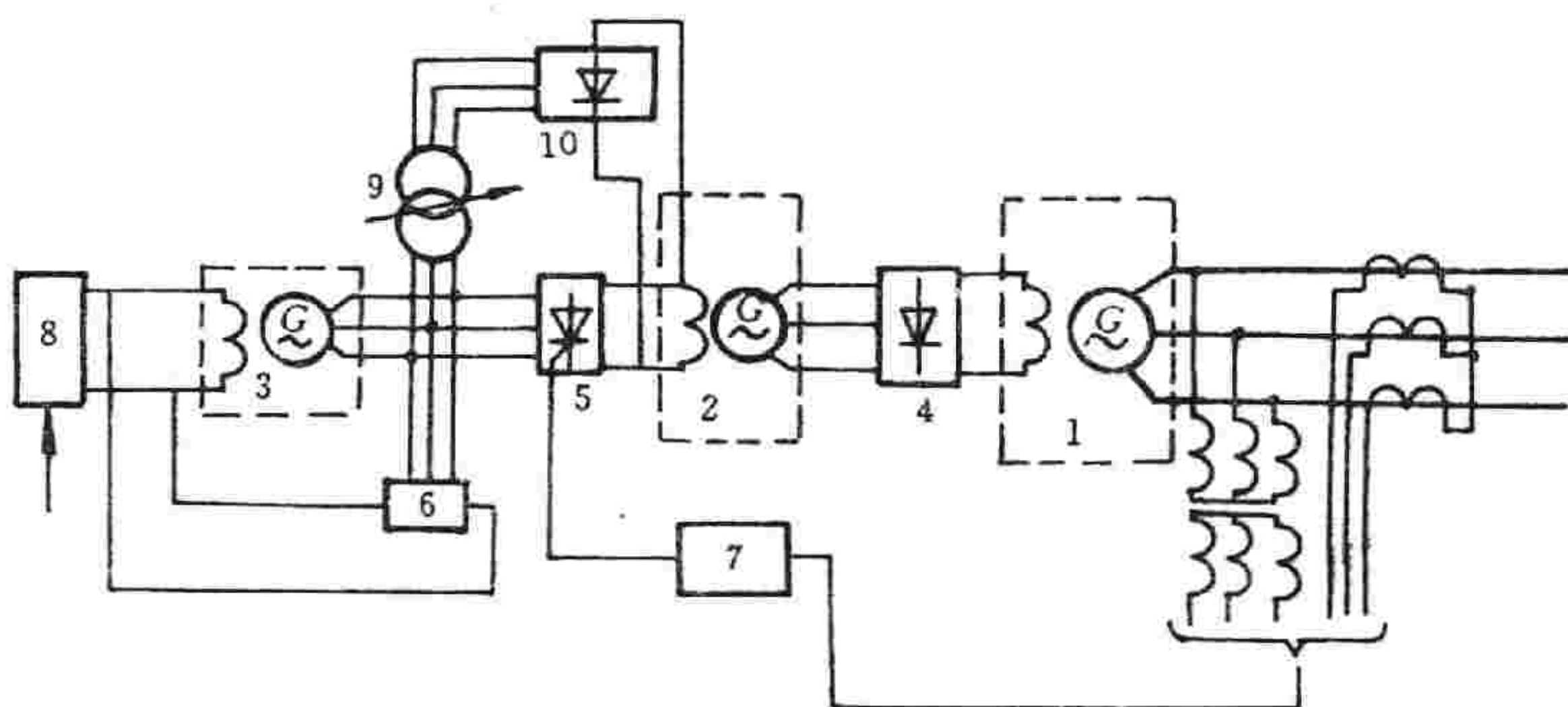


图 7-16 他励式静止半导体励磁系统原理图

1—主发电机 2—主励磁机 3—副励磁机 4—整流器 5—可控整流器 6—自励恒压装置
7—自动励磁调节器 8—起励装置 9—感应调压器 10—整流器

主励磁机的输出经过静止的三相桥式整流器整流后,由集电环引入主发电机的励磁绕组,供给所需的励磁电流。主励磁机的励磁由副励磁机的输出经可控整流器整流后提供。副励磁机具有自励恒压系统,因此它的输出电压基本上是恒定的。改变可控硅的导通角,可以改变主励磁机的励磁,也即改变主发电机的励磁,这是通过主发电机的自动励磁调节器来实现的。如果调节器因故障停止工作时,则可通过人工调节感应调压器实现对主发电机励磁的人工控制。

3. 旋转半导体励磁系统

静止半导体励磁系统需要经过主发电机集电环把励磁电流引入励磁绕组。对于大容量发电机,虽励磁电压已高达 400~500V,励磁电流仍可能高达 4000 安以上。这将引起集电环的严

重过热。为了克服静止半导体励磁系统的这一缺点,发展了旋转半导体励磁系统。图 7-17 表示这种系统的原理图。

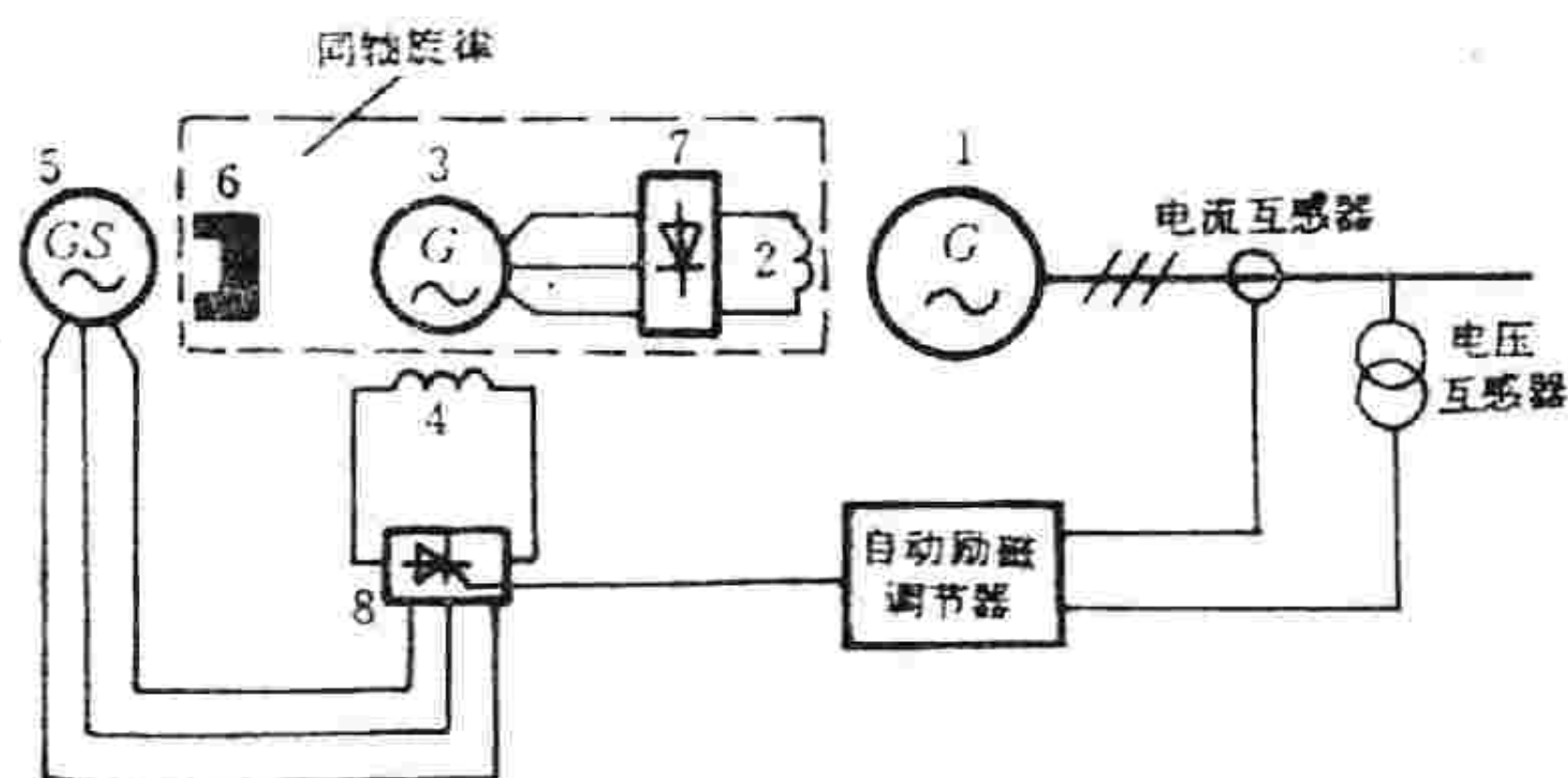


图 7-17 旋转半导体励磁系统原理图

1—主发电机 2—主发电机励磁绕组 3—交流主励磁机 4—交流主励磁机励磁绕组 5—水磁中频副励磁机
6—水磁中频副励磁机转子 7—旋转整流器 8—可控整流器

这种励磁系统的特点是,交流励磁机为旋转电枢式,其电枢绕组和整流器都装在主发电机的轴上,同主发电机转子一起旋转,故整流器的直流输出直接接到励磁绕组而省去了集电环、电刷等,因此,旋转半导体励磁系统又称为无刷励磁系统。

无刷励磁系统运行可靠,操作简便,没有由于电刷和集电环滑动接触而产生的火花,适用于易燃易爆的场合。它的缺点是结构比较复杂,不容易直接监测励磁系统转动部分的运行参数,例如转子电压、电流、温度等。

二、自励式励磁系统

自励式励磁系统有如下四种比较典型的结构,它们的主回路(整流回路)大致相同,不同的是控制回路,即控制励磁调节的方式不同。

1. 自并励半导体励磁系统

这是自励方式中比较简单的励磁系统,图 7-18 表示这种励磁系统的原理图。系统的主回路由整流变压器 2(并联于发电机的出线端)和可控硅整流电路 3 组成。控制回路包括自动励磁调节环节 4 和从发电机取得电压、电流监控信号的电压互感器及电流互感器。各种运行状态下的励磁调节由自动励磁调节环节改变可控硅的导通角来实现。如果发电机起动时没有剩磁而无法实现自励,则先通过起励装置 5 用他励方法建立起电压。

自并励半导体励磁系统的优点是简单,缺点是基本上没有强励能力,即当发电机或电力系统发生短路故障时,供电电压将严重下降。这主要是因为这种系统仅仅是由发电机电压端取得励磁电源,电压端电压下降时,励磁电压也随之下降。

2. 自复励半导体励磁系统

自复励半导体励磁系统是自并励半导体励磁系统的改进系统。它的原理图如图 7-19 所示。由图可见,与自并励半导体励磁系统不同的是,这种系统多了一套不可控整流装置,这套整流装置和可控整流器并联向励磁绕组供电。由复励变流器取得的励磁电流与发电机输出电流

成正比。当发生短路故障时,虽然由整流变压器取得的励磁电流下降,但由复励变流器取得的励磁电流却与故障 电流成正比地增大。因此,自复励励磁系统具有一定的强励能力。正常工作时,仍然由可控整流器来调节主发电机的励磁。

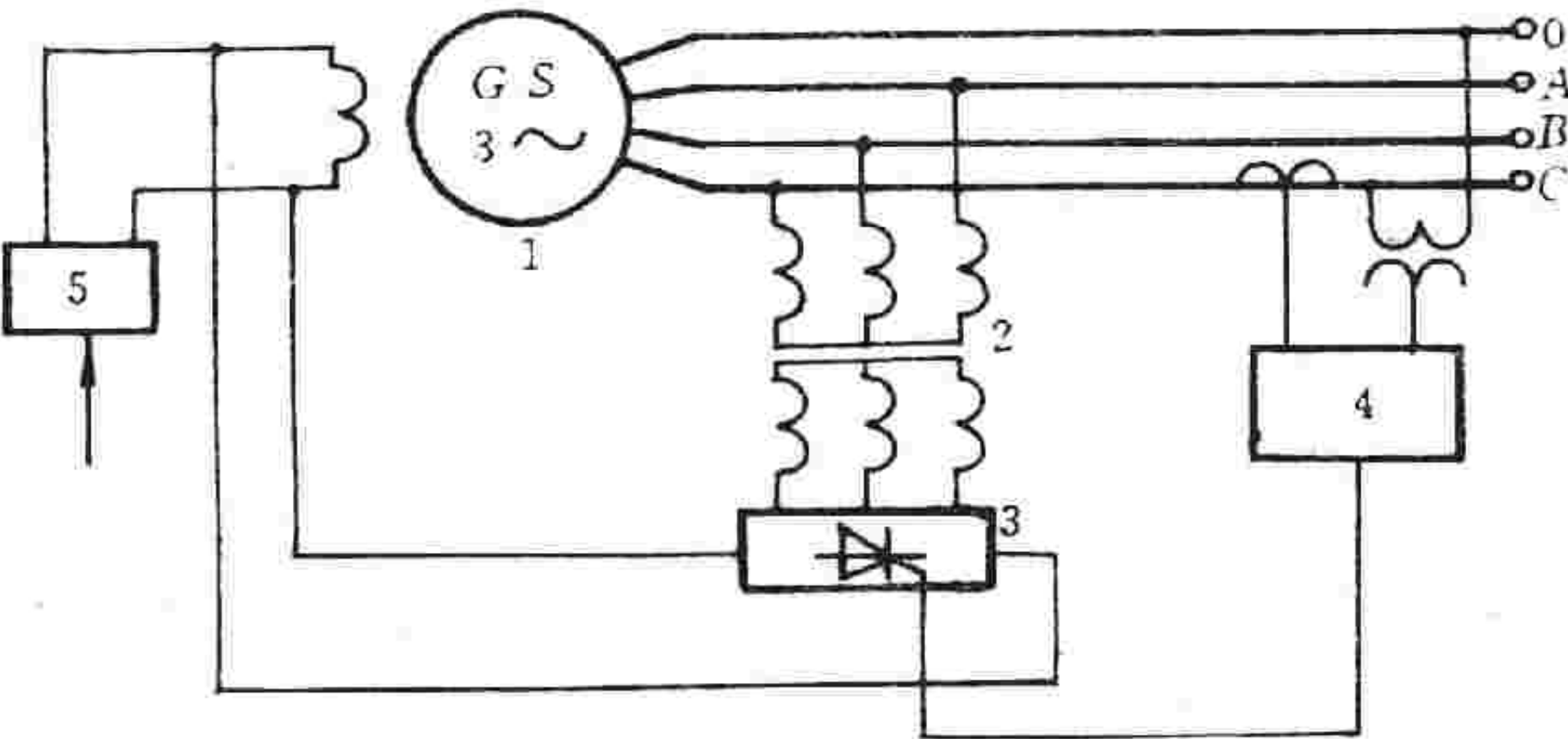


图 7-18 自并励半导体励磁系统原理图

1—发电机 2—励磁变压器 3—可控整流器 4—自动励磁调节器 5—起励装置

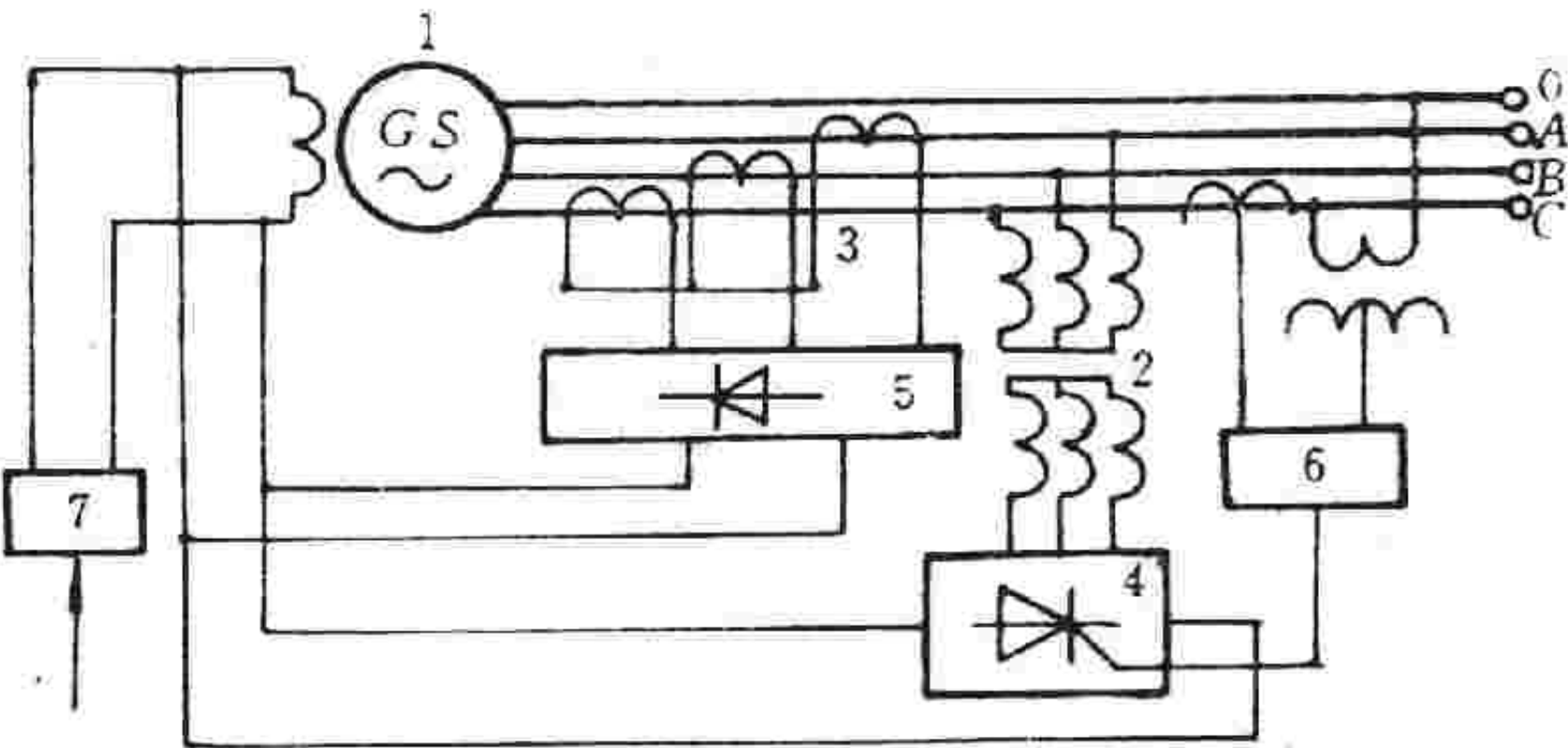


图 7-19 自复励半导体励磁系统

1—主发电机 2—励磁变压器 3—功率电流互感器 4—可控整流器 5—整流器 6—自动励磁调节器 7—起励装置

3. 相复励励磁系统

相复励励磁系统的全称是相位补偿复励式励磁系统。它具有自励恒压特性。所谓恒压特性,就是这种励磁系统能自动调节发电机的励磁,使得在任何负载下端电压都能稳定在一定范围内。图 7-20 表示电抗移相相复励励磁系统的原理图。

系统的整流装置只有一套,但整流电源仍然是两路,一路是由发电机定子绕组抽头或机端(或定子辅助绕组)经线性电抗器提供,另一路由功率电流互感器提供。电抗器作用是使由它提供的电流分量的相位滞后于端电压 90°。电流互感器的作用是使由它提供的电流分量的相位与发电机负载电流相同,其数值与之成正比。发电机空载时,只由端电压通过线性电抗器提供电流,建立空载电压,设计时应使这一空载电压等于额定电压。负载时,要求由电流互感器提供

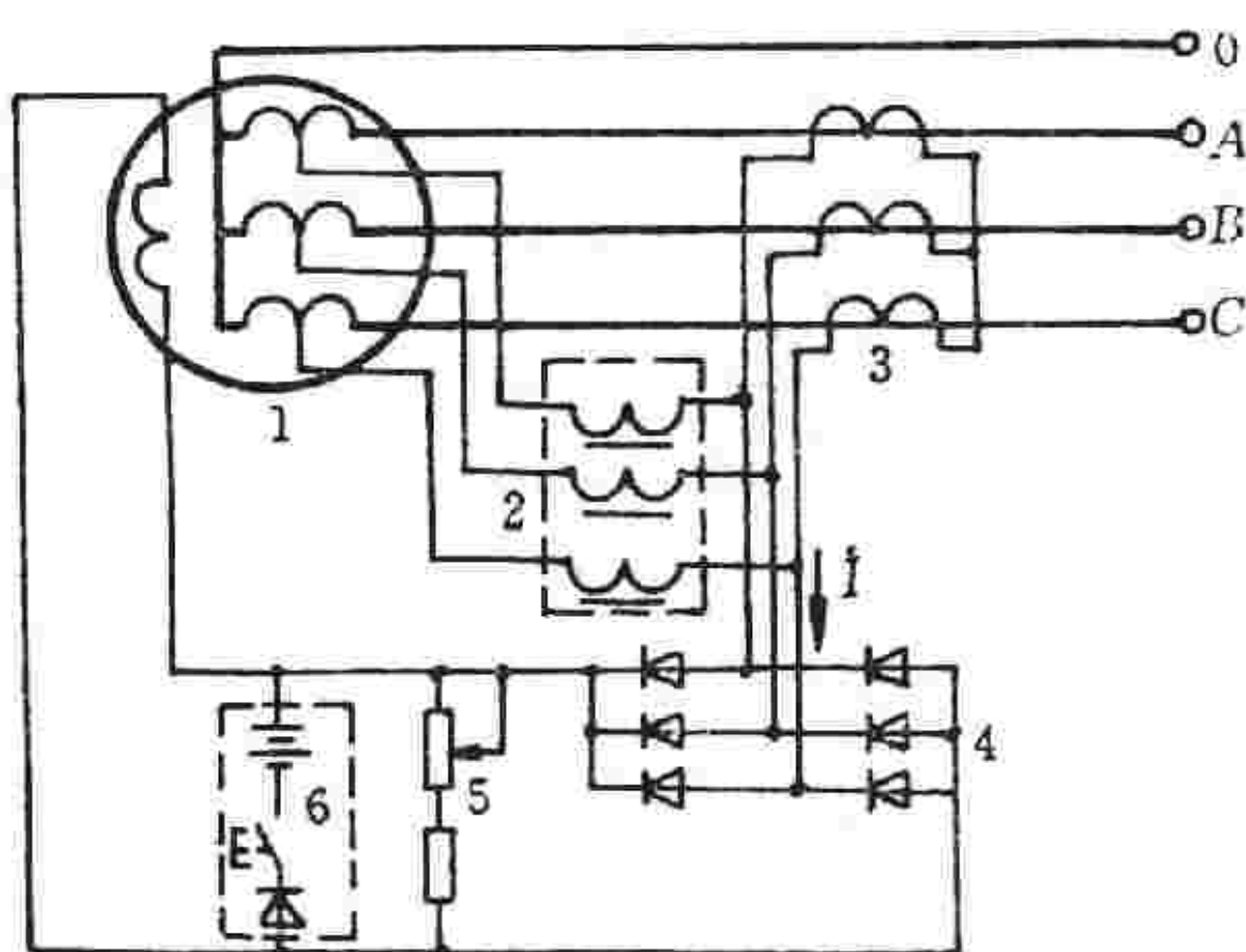


图 7-20 电抗移相相复励励磁系统
1—发电机 2—线性电抗器 3—电流互感器
4—桥式整流器 5—整定电阻 6—起励装置

补偿电枢反应的去磁作用所需的相应的那部分励磁电流,使励磁电流随负载电流的变化而自动调节。系统的参数必须适当选择,以使合成电流在数值上能自动适应发电机在任何负载以及功率因数时的励磁要求,从而维持机端电压基本不变,这个系统是不可控电抗移相相复励系统。若桥式整流器用可控硅整流器,则称为可控电抗移相相复励系统。与励磁绕组并联的整定电阻又称分流电阻,改变此电阻时,其分流电流将发生变化,励磁电流也相应变化,从而起到整定发电机端电压的作用。

相复励系统在单机运行时励磁性能良好,工作可靠,而且控制线路简单。但是因为它的励磁及恒压是一系列正反馈过程,

在并联运行时各机之间的功率分配的平衡不易控制。这种系统一般用于 100kW 以下的发电机中。

4. 三次谐波励磁系统

在电机定子上加装一套独立的三次谐波绕组,其线圈节距 $y_3 \leq \frac{1}{3}\tau$ (τ 为基波磁场极距)。把该绕组感应产生的三次谐波电动势引出,经整流后供给电机励磁绕组,这种方式称为三次谐波励磁方式。根据励磁功率的需要,三次谐波绕组可以是单相或三相,而且根据不同的要求可采用不同的自励线路。图 7-21 表示了一种三次谐波励磁系统简单的线路图。

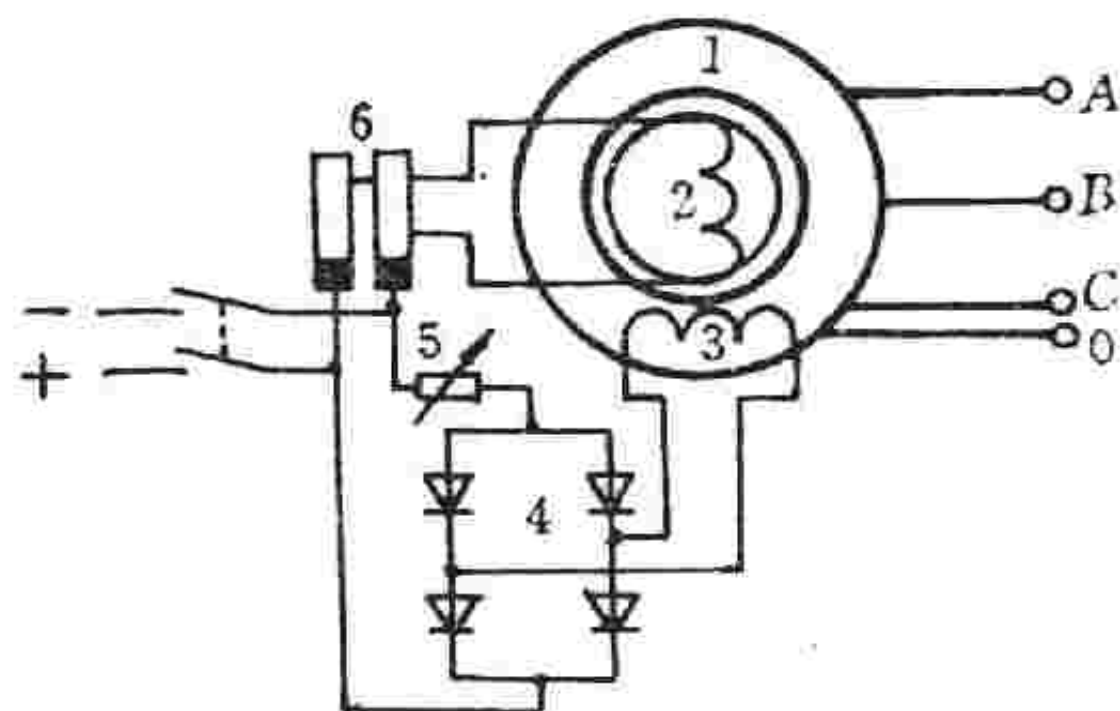


图 7-21 三次谐波励磁系统原理图
1—发电机 2—励磁绕组 3—谐波绕组
4—整流桥 5—调节电阻 6—集电环

电机在负载时电枢反应使气隙磁场波形变坏,三次谐波分量增加,三次谐波绕组中感应的三次谐波电动势也比空载时的大,励磁电流也随之增大。因此,三次谐波励磁可以对由于电枢反应和漏阻抗引起的端电压下降进行一些自动补偿,这对电机负载运行时稳定端电压有利。但是由于工艺和材料的波动使谐波分量不易控制,成批生产电机时,各台电机的特性不容易一致,而且由于磁场的谐波使主发电机的中线内出现谐波电流以及谐波励磁时发电机外特性不一致,使并联运行时产生中线电流过大,并容易出现各发电机之间负载分配不稳定等现象。这种励磁系统通常用于低压小型发电机中。

§ 7-5 同步电机的额定值

同步电机的额定值(名牌值)有:

一、额定容量 S_N 或额定功率 P_N

对同步发电机来说,额定容量 S_N 是指出线端的额定视在功率,一般以千伏安(kVA)或兆伏安(MAV 即百万伏安)为单位;而额定功率 P_N 是指发电机输出的额定有功功率,一般以千瓦(kW)或兆瓦(MW,即百万瓦)为单位。对电动机来说, P_N 是指轴上输出的有效机械功率,也用千瓦(kW)或兆瓦(MW)来表示。对于同步调相机,则用线端的额定无功功率来表示其容量,以千乏(kvar)或兆乏(Mvar)为单位。

二、额定电压 U_N

指在额定运行时电机定子三相线电压,单位为伏(V)或千伏(kV)。

三、额定电流 I_N

指电机在额定运行时流过定子绕组的线电流,单位为安(A)。

四、额定功率因数 $\cos\varphi_N$

指电机在额定运行时的功率因数。

五、额定效率 η_N

指电机额定运行时的效率。

综合上述 1~5 条定义,可以得出它们之间的基本关系,即对三相交流发电机来说

$$P_N = S_N \cos\varphi_N = \sqrt{3} U_N I_N \cos\varphi_N \quad (7-2)$$

对三相交流电动机来说,即为

$$P_N = \sqrt{3} U_N I_N \cos\varphi_N \eta_N \quad (7-3)$$

除上述额定值外,名牌上还列出电机的额定频率 f_N (Hz)、额定转速 n_N (r/min)、额定励磁电流 I_{fN} 和额定励磁电压 U_{fN} 等。

小 结

同步电机最基本的特点是电枢电流频率与电机转速之间有着严格的关系。同步电机的气隙合成磁场和转子磁场同步旋转并相互作用,实现机电能量转换。

同步电机可分成两大类,即隐极转子同步电机和凸极转子同步电机。汽轮发电机由于转速和容量大,因此必须采用隐极结构,且转子直径不能太大,各零部件机械强度要求高。水轮发电机则由于水轮机多为立式且转速低,故一般采用立式凸极结构,且极数很多,体积较大。

同步电机的励磁系统分他励式和自励式两类。本章对几种典型的励磁方式作了概要介绍。还介绍了同步电机的额定值。

第八章 交流电机的绕组和电动势

本章重点内容:1.掌握交流绕组的排列方法。

2.掌握交流绕组的电动势表达式及绕组因数的意义。

§ 8-1 交流绕组的基本概念

交流电机中所发生的电磁过程,无一不与绕组有关。同步电机的电枢绕组构成了电机的电枢电路,而电枢电路是感应电动势、流通电流,进行机电能量转换的部分,因此电枢绕组是电机的一个重要部件,可称为电机的心脏。由于同步电机电枢绕组和异步电机定子绕组结构相同。因此统称为“交流电机绕组”,简称为交流绕组。

对交流绕组除了要求它有较好的导电性能外,还有如下要求:

1. 在一定导体数下,获得较大的基波电动势和基波磁动势;
2. 在三相绕组中,对基波而言,三相电动势必须对称,即三相大小相等而相位互差 120° 电角度;并且三相的阻抗也要求相等;
3. 电动势和磁动势波形力求接近正弦波,为此要求电动势和磁动势中的谐波分量尽量小;
4. 用铜量少,绝缘性能和机械强度可靠,散热条件好;
5. 制造工艺简单,检修方便。

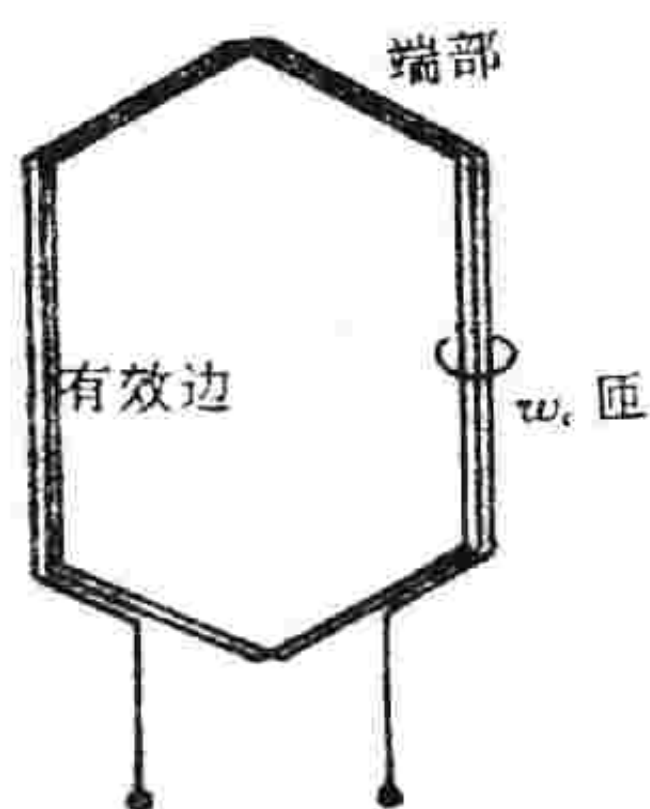


图 8-1 线圈

实用的交流绕组是分布地嵌在定子槽内的许多线圈(coil)组成,一个线圈有 w_c 匝,每匝有两根导体。线圈的直线部分放在槽里,因它切割气隙磁场产生感应电动势,故称有效边。露在槽外的前后端连接线,称为端部,它不切割气隙磁场,仅起连接有效边的作用。如图 8-1 所示。为了作图简便,以后以单匝线圈绘制绕组连接图,但应理解成有 w_c 匝。

为了说明绕组的具体连接,有必要先介绍几个有关的名词。

1. 电角度(electric angle)

因磁场每转过一对磁极时,导体的基波电动势变化一个周期。在电路理论中,定义一个周期为 360° 时间电角度或 2π 电弧度。所以人们把一对极所张的空间角度称为 360° 空间电角度或 2π 空间电弧度。若电机有 p 对极,则整个定子内圆有 $p \times 360^\circ$ 电角度。但在几何学中把一个圆周的空间角度称为 360° 机械角度。这样电角度 α_d 和机械角度 α_m 的关系应为

$$\alpha_d = p\alpha_m \quad (8-1)$$

此后在分析绕组和电机原理时,本书都用空间电角度,而不用机械角度。只有在计算电机转子的角速度时才用机械角度。

2. 每极每相槽数

三相电机中,为了保持电气上的对称,每相绕组所占的槽数应该相等,并且均匀分布,因此,要形成 $2p$ 个极的电机,应将定子总槽数 Z 分为 $2p$ 个等分,每极下的槽数为 $Z/2p$,每极下的槽数再按 m 相分,(一般 $m=3$),所以每极每相槽数为

$$q = \frac{Z}{2pm} \quad (8-2)$$

q 是排列绕组的一个重要数据。如 $q=1$ 称为集中绕组 (*concentrated winding or lumped winding*); $q>1$ 则为分布绕组 (*distributed winding*); q = 整数称为整数槽绕组 (*integral slot winding*); q = 分数则为分数槽绕组 (*fractional slot winding*)。

3. 槽间角

相邻两槽相隔的空间电角度,用 α_1 表示。当总槽数为 Z ,极对数为 p 时,槽间角为

$$\alpha_1 = \frac{p \times 360^\circ}{Z} \quad (8-3)$$

4. 相带 (phase belt)

每极下一相绕组所占的宽度称为相带,相带用电角度表示。由于每极每相所占的槽数为 q ,而槽间角为 α_1 ,对于三相绕组,一个相带所占的电角度为

$$q\alpha_1 = \frac{Z}{2pm} \times \frac{p \times 360^\circ}{Z} = \frac{360^\circ}{2 \times 3} = 60^\circ$$

因此这种绕组称为 60° 相带绕组。

一对极下有六个相带。为了获得三相对称电动势,各绕组在空间相隔 120° 电角度。因此六个相带可依次命名为 A、Z、B、X、C、Y。如图 8-2 所示。

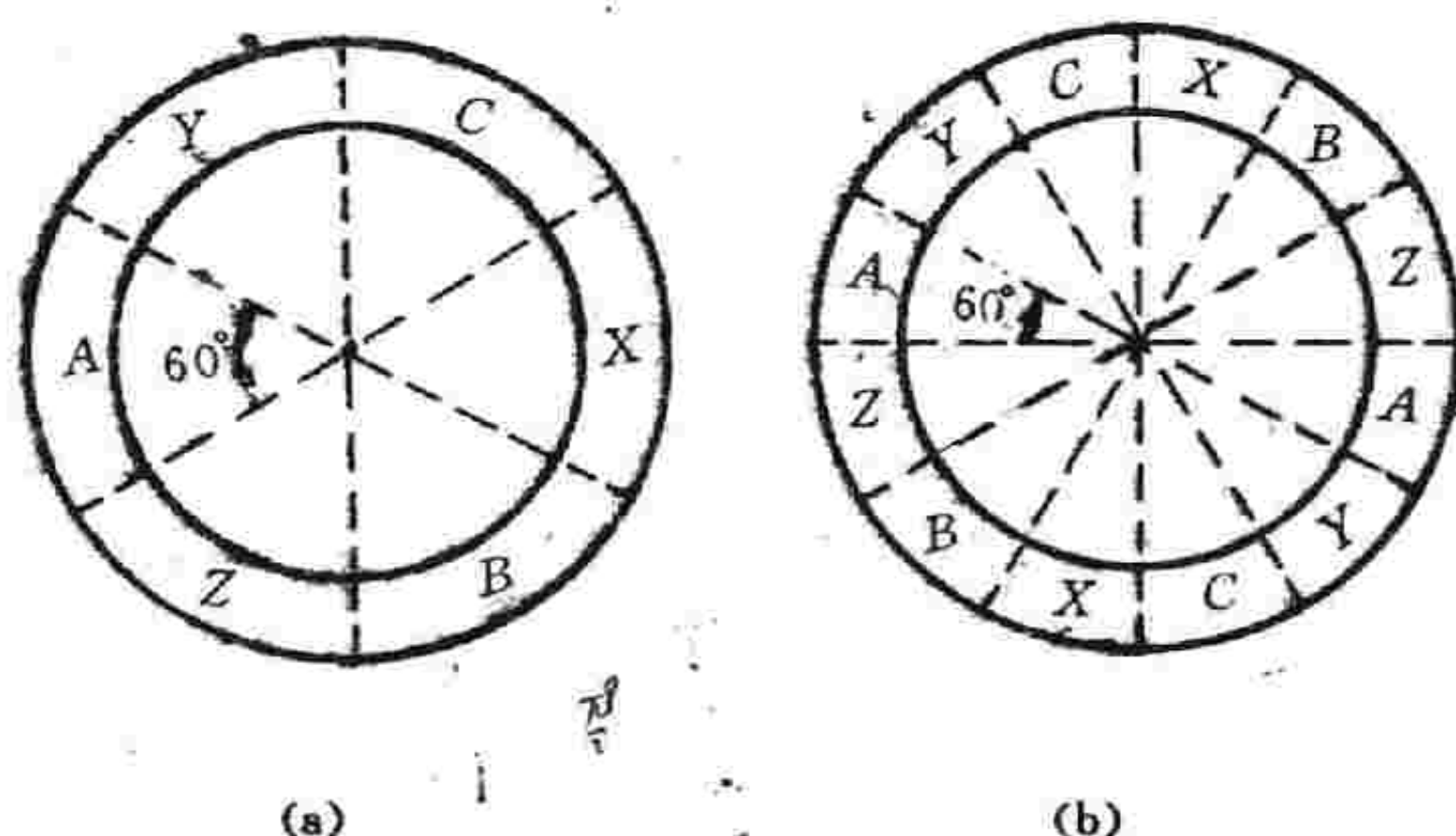


图 8-2 60° 相带的划分

图中 A 与 X, B 与 Y, C 与 Z 相带的导体,处于不同极性的磁极下,相隔 180° 电角度,故电动势方向相反。

还有一种划分相带的方法是把一对极下的槽数分为三等分,每一相带占 120° 电角度,这种排列的绕组称为 120° 相带绕组,由于这种绕组的每相合成电动势较 60° 相带绕组的为小,实用中仅在单绕组多速电机中采用。

5. 极距 (pole pitch)

沿电枢表面相邻两个磁极轴线之间的距离称为极距。极距有三种表示法:

(1) 用电枢圆周长表示,单位为米或厘米:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (8-4)$$

式中 D ——电枢内径。

(2) 用电枢槽数表示, 单位为槽/极:

$$\tau = \frac{Z}{2p} \quad (8-5)$$

(3) 用空间电角度表示:

$$\tau = 180^\circ \text{ 电角度或 } \pi \text{ 电弧度}$$

若计算每极磁通, 则按(8-4)计算极区面积; 若研究绕组排列, 则用式(8-5)更为方便。

(4) 节距 (pitch):

一个线圈两有效边之间的距离称为节距, 一般用槽数表示。如

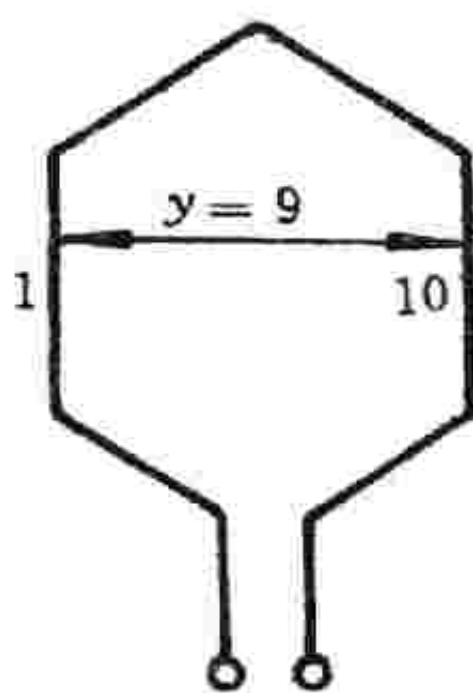


图 8-3 线圈的节距

图 8-3 所示线圈, 若它的一个边放在第 1 槽, 另一个边放在第 10 个槽, 则节距 $y=9$ 。为了使线圈电动势最大, 线圈的节距应等于或近于极距。当节距 $y=\tau$ 时称为整距绕组 (*full pitch winding*); 当 $y<\tau$ 时则为短距绕组 (*short pitch winding*); 若 $y>\tau$ 则为长距绕组。长距绕组端接较长, 较少采用。

§ 8-2 三相单层绕组

单层绕组 (*singlelayer winding*) 的每个槽内只有一个线圈边, 因此, 每一线圈需占用两个槽, 整个绕组的线圈数等于总槽数的一半。由于每槽内仅放置一个线圈边, 不需要层间绝缘。这就提高了槽的利用率, 同时也没有层间绝缘击穿的问题, 增加了电机工作的可靠性。此外单层绕组嵌线也比较方便。但由于节距受到一定的限制, 不能利用它来改善电动势和磁动势波形, 因此单层绕组一般用在 10kW 以下的异步电动机中。

一、三相单层集中整距绕组

三相绕组是由三个单相绕组组成的。为了使三相绕组感应的电动势幅值相等, 相位互差 120° 电角度, 要求三个相绕组的匝数必须相等, 而且每相绕组的轴线应彼此互差 120° 空间电角度。例如一台 $p=1$ 的电机, 电枢槽数 $Z=6$, 则每极每相槽数 $q = \frac{Z}{2pm} = \frac{6}{2 \times 3} = 1$ (集中绕组)。取节距 $y = \frac{Z}{2p} = \frac{6}{2} = 3$ (整距), 若连成单层绕组, 其绕组排列如图 8-4(a) 所示。

为了表示各线圈的位置和连接, 通常采用所谓绕组展开图。即把定子沿轴向剖开, 然后把它展开, 每一槽用一直线表示, 槽上编以号码, 按照节距连成线圈, 如图 8-4(b) 所示。这就是最简单的三相单层集中整距绕组展开图。

按照需要, 三相绕组可以连成星形或三角形。图 8-5(b) 为星形联结。若接成三角形, 则按 $A-Z$ 、 $B-X$ 、 $C-Y$ 或 $A-Y$ 、 $B-Z$ 、 $C-X$ 连接, 然后由 A 、 B 、 C 引出。

连成的绕组能否得到三相对称电动势呢? 可以作三相绕组电动势相量的方法来说明。因槽间角 $\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{1 \times 360^\circ}{6} = 60^\circ$ 电角度, 若规定导体电动势穿进纸面为正, 则图 8-4(a) 所示瞬间 1 槽导体电动势为正的, 当转子转过 α_1 角后, 2 槽导体电动势才最大, 因此 2 槽

导体电动势落后于1槽导体电动势 $\alpha_1(60^\circ)$ 电角度。这样依次作出相差 α_1 电角度的所有槽导体基波电动势相量,所得的相量图称为槽电动势星形图,如图8-5(a)所示。

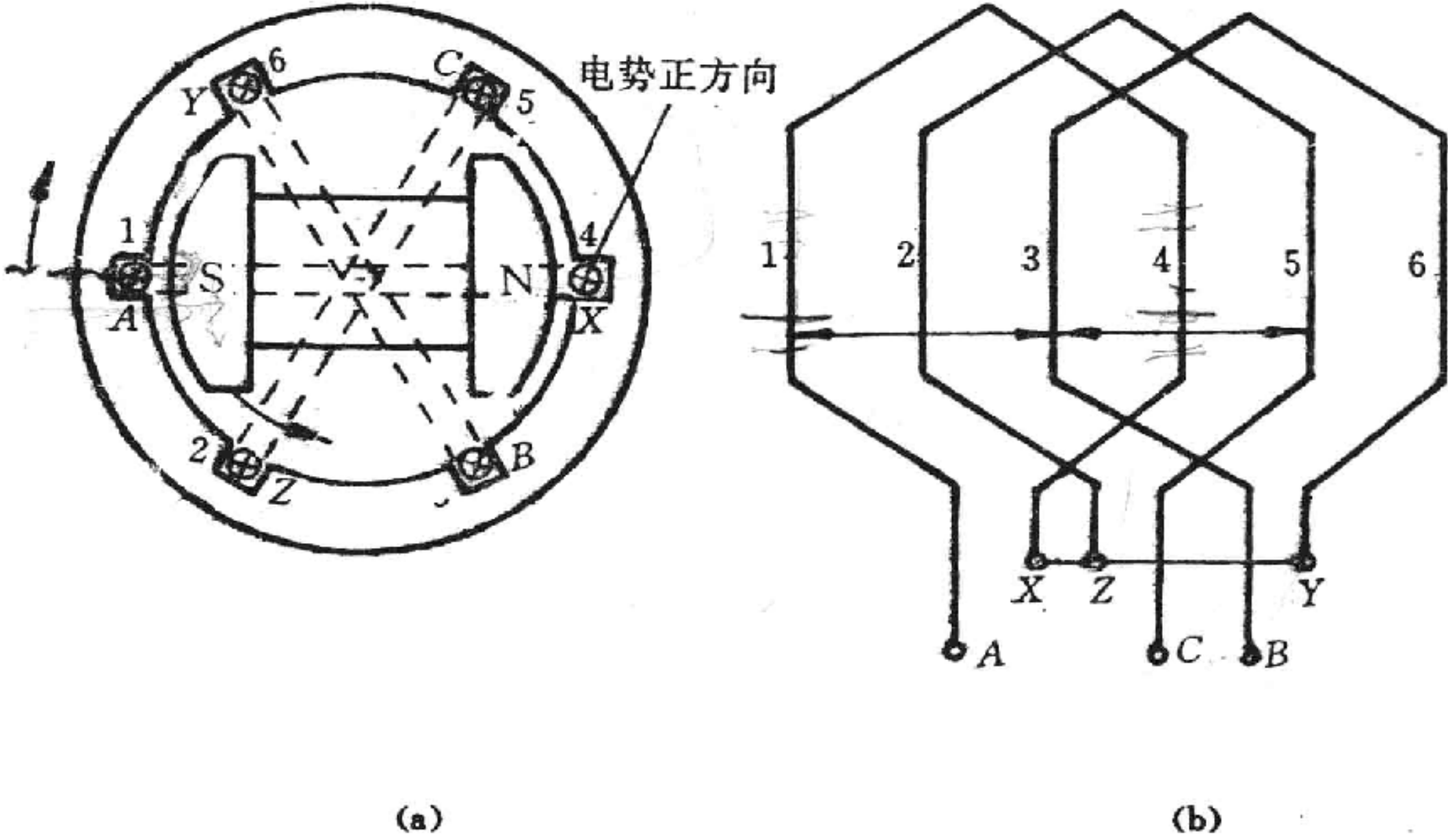


图 8-4 三相单层集中整距绕组

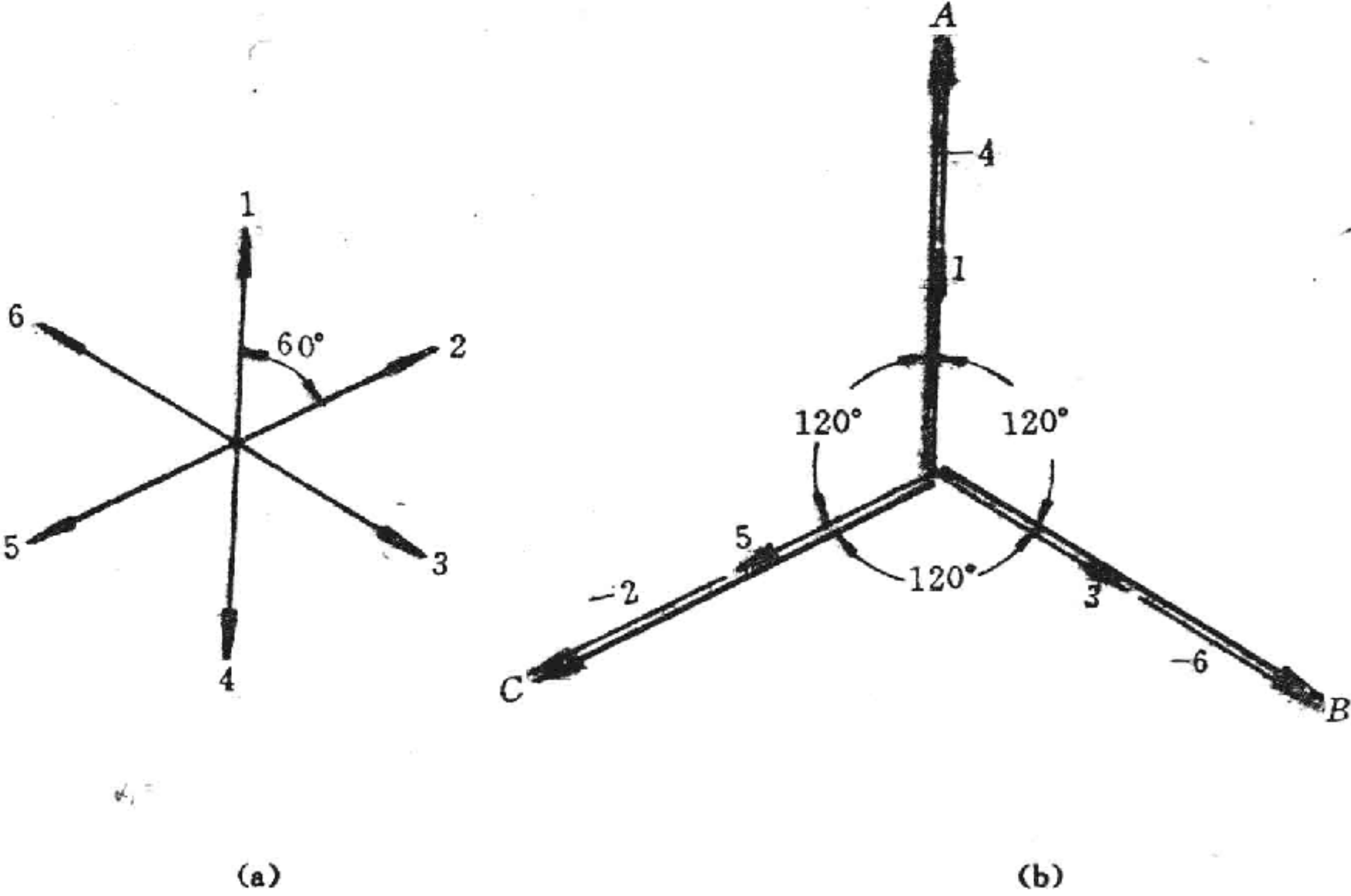


图 8-5 电动势星形图和三相对称电动势

1槽导体与4槽导体串联组成的整距线圈构成A相绕组,由于1槽导体与4槽导体处于不同的极性下,因此A相电动势应为1槽导体电动势与4槽导体电动势的相量差。同理,B相电动势应为3槽导体电动势与6槽导体电动势的相量差,C相电动势应为5槽导体电动势与2槽导体电动势的相量差。如图8-5(b)所示。由图可知三相绕组的基波电动势为三相对称电动势。

上述单层集中整距绕组虽然简单,但感应的电动势波形不好,而且由于绕组集中,运行时,散热不良,再加上电枢表面空间利用率低,所以一般采用分布绕组。

二、三相单层分布绕组

为了研究绕组的连接与对称,仍用绕组展开图和槽电动势星形图来分析,下面以例说明绕组槽电动势星形图及展开图的作法。

例 8-1 一交流电机定子的槽数 $Z=24$,极数 $2p=4$,绘制三相单层分布绕组的电动势星形图及绕组展开图。其作图步骤如下:

1. 作槽电动势星形图

首先计算出槽间角, $\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$ 电角度。仍规定电动势穿进纸面为正,则在图 8-6(a)所示位置,1 槽导体电动势为正的,以“1”表示 1 槽导体电动势相量,用“2”表示 2 槽导体电动势相量,由于 2 槽在 1 槽前(顺转向) $\alpha_1 (30^\circ)$ 电角度,因此电动势“2”落后于电动势“1” $\alpha_1 (30^\circ)$ 电角度。仿此可作出其它槽导体的电动势相量,如图 8-6(b)所示。由于是两对极,电动势星形重复两圈,一般地说, p 对极电机,电动势星形重复 p 圈。

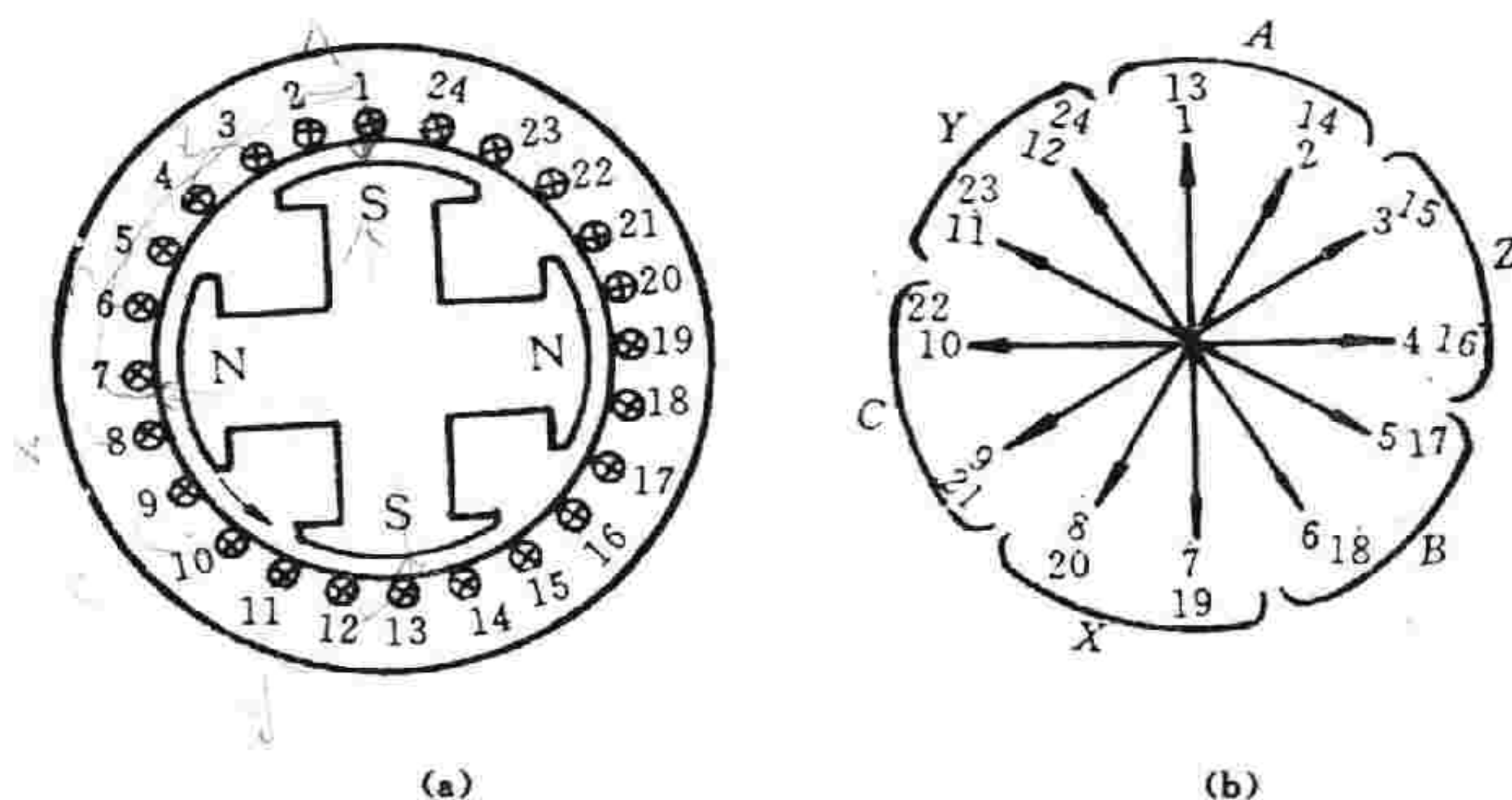


图 8-6 槽导体分布和槽电动势星形图

2. 分相

首先计算出每极每相槽数

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{4 \times 3} = 2$$

所谓分相,就是按每极每相槽数,把各槽电动势相量所属的槽号具体分配到各个相。分相的原则是应使每相电动势最大,且三相电动势对称。

以 A 相为例:由于 $q=2$,故每个极下 A 相有 2 槽,整个电机 A 相共有 8 槽,若在第一个 N 极下取 1、2 槽作为 A 相带,为使合成电动势最大,应将第一个 S 极下的 7、8 槽也划归 A 相,作为 X 相带。因为 7、8 槽与 1、2 槽相隔一个极距,它们可分别构成整距线圈。第二对极下 13、14 槽为 A 相带,19、20 槽则为 X 相带。

同理,在相距 A 相 120° 电角度处的 5、6、17、18 槽为 B 相,属于 B 相带,与它们分别相隔 180° 电角度的 11、12、23、24 槽则属于 B 相的 Y 相带;在距 A 相 240° 电角度处的 9、10、21、22 槽为 C 相,属于 C 相带,与它们分别相隔 180° 电角度的 3、4、15、16 槽则属于 C 相的 Z 相带。因

此,把电动势星形图按顺时针方向分成 A、Z、B、X、C、Y 六个相带,如图 8-6(b)所示。每个相带宽为 60° 电角度,所以可构成 60° 相带绕组。

在划分相带和确定各相槽号时,亦可用表 8-1 确定。

表 8-1

槽号 \ 相带	A	Z	B	X	C	Y
第一对极	1,2	3,4	5,6	7,8	9,10	11,12
第二极对	13,14	15,16	17,18	19,20	21,22	23,24

3. 绘制绕组展开图(winding expanded view)

第一步:画出槽展开图。即以 24 根等距直线表示 24 槽,并在旁边标以槽号,如图 8-7 所示。

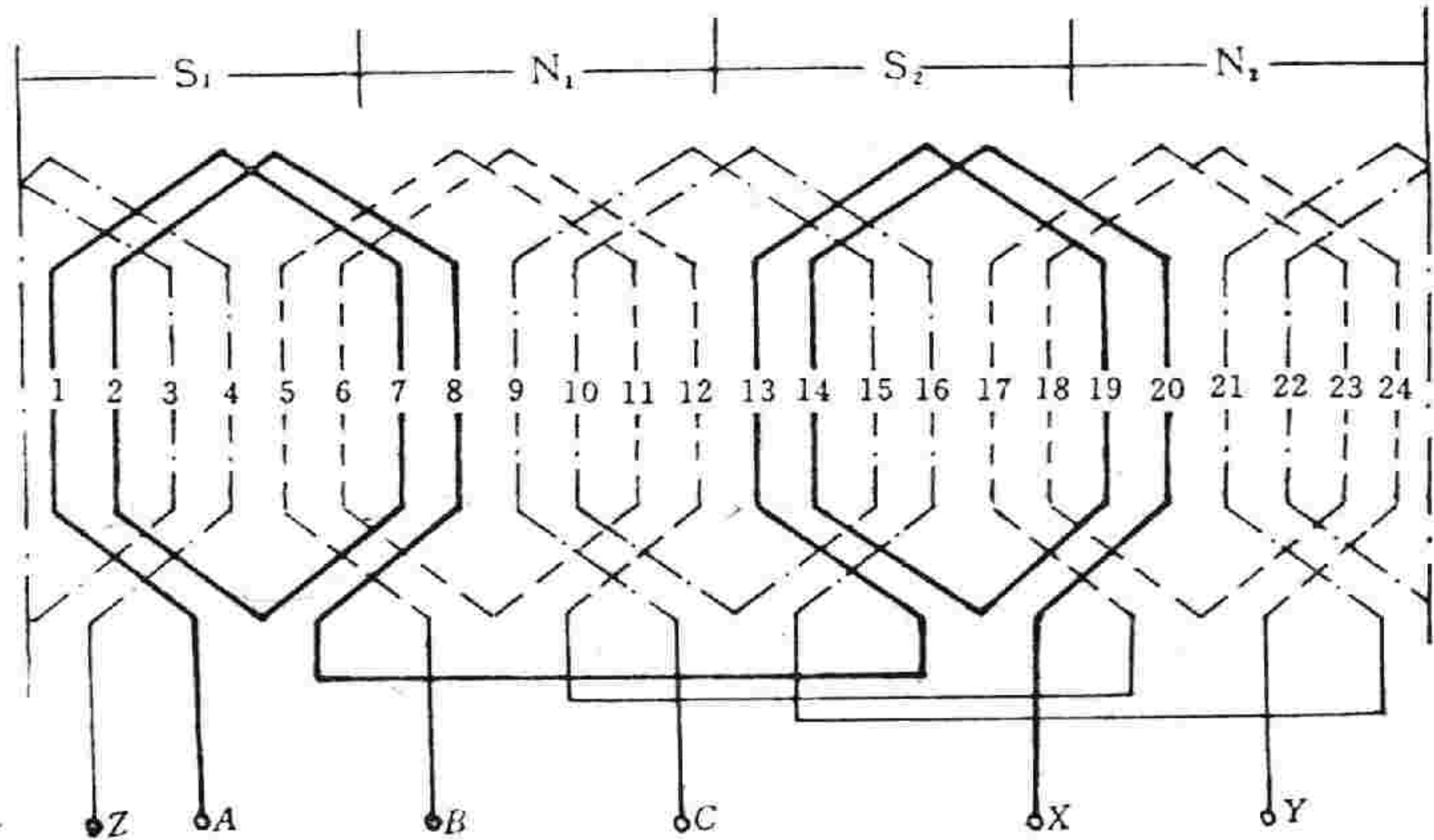


图 8-7 三相单层叠绕组展开图

第二步:根据槽电动势星形图,把每对极下的槽分成 A、Z、B、X、C、Y 六个相带,每个相带有 $q(2)$ 个槽。

第三步:把槽中导体连成线圈。单层绕组只能将不同极性下同一相的槽导体组成线圈,如 A 相只能把 A 相带与 X 相带的槽内导体连成线圈。在连接时,导体间连接的先后次序对合成电动势并无影响,因此连接方法有好几种。图 8-7、图 8-8 和图 8-9 是三种不同的连接方式。图 8-7 中, A 相带中的 1 槽和 2 槽导体分别与 X 相带的 7 槽和 8 槽导体组成两个整距线圈, ($y = \tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$), 它们串联后形成一个线圈组(也称极相组)。一般说,这种连接,一个线圈组由 q 个线圈组成,一对极每相有一个线圈组, p 对极电机一相有 p 个线圈组,由于一个线圈组的 q 个线圈端部相叠,故称单层叠绕组(single layer lap winding)。这种连接的端接长,费铜线,一般不用。图 8-8 中线圈的节距 $y=5$,即节距为 1-6,端接较短,可节省铜线,常用于 4 极、6 极及

部分 8 极的小型电机。由于各线圈的排列形如长链,故称链式绕组(chain winding)。图 8-9 中两个线圈的节距不相等,它的特点是同一相线圈端部不交叠,布置和嵌线方便,常用于小型两极异步电机。由于是一个线圈套着一个线圈,同一组的几个线圈是“同心”的,故称同心式绕组(concentric winding)。

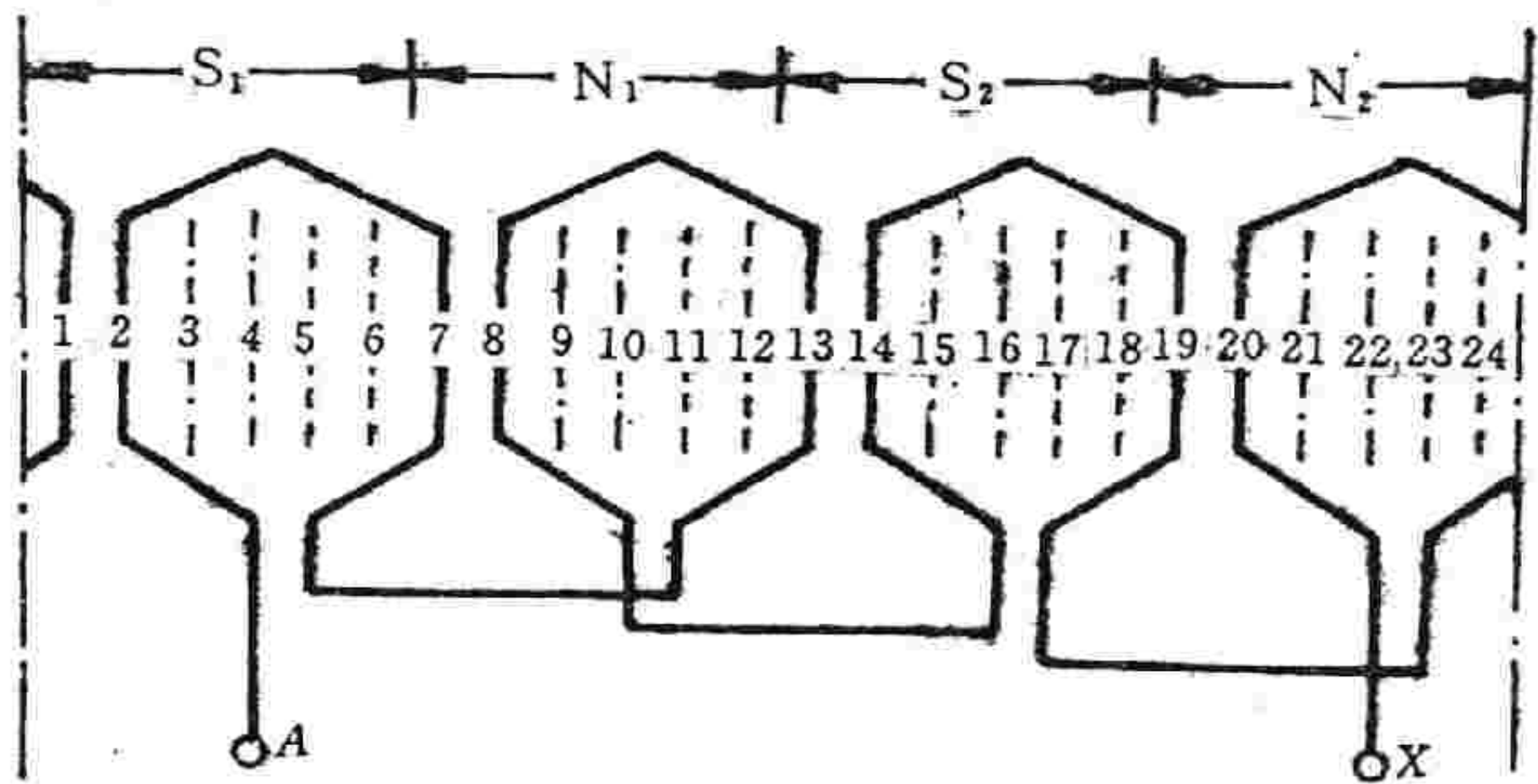


图 8-8 三相单层链式绕组展开图(A 相)

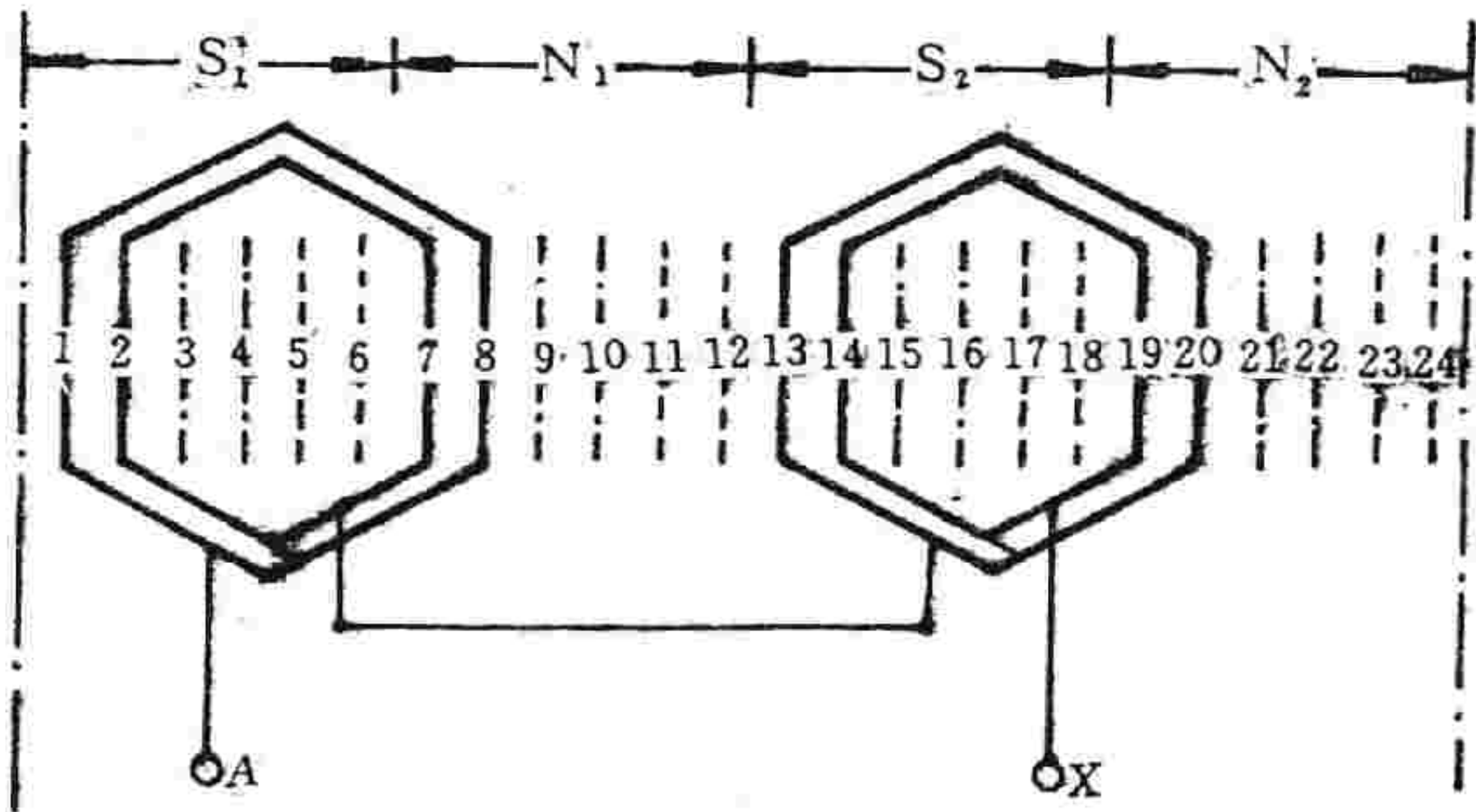


图 8-9 三相单层同心式绕组展开图(A 相)

第四步:根据电压和电流的要求,把一相的各个线圈组连成一相绕组。连接的原则是应使串联的线圈组电动势相加,而且各条支路的电动势应相等。一相的各线圈组可以串联,也可以并联,或一半线圈组串联后再并联。图 8-7、图 8-8 和图 8-9 均为串联,支路数 $a=1$ 。为使线圈组的电动势相加,图 8-7 和图 8-9 为顺向串联,即按“尾接头”连线,而图 8-8 为反向串联,即按“尾接尾”或“头接头”接线。

同一绕组,如用串联,则每相感应电动势可较大,允许通过的相电流小;如用并联,每相感应电动势减小,允许通过的相电流则增大。

图 8-8、图 8-9 只画出了 A 相绕组,B、C 相绕组可用和 A 相同样的方法画出来。

上例中,因 $q=2$,可把每个相带的槽分成两半,连成链式绕组。如果 q 为奇数,则每个相带的槽不能均分,出现一边多,一边少的情况。例如 $Z=36, 2p=4, m=3$ 的每极每相槽数 $q=\frac{Z}{2pm}=\frac{36}{4\times 3}=3$,电机的各相槽号可由表 8-2 确定。

表 8-2

槽 相 带 号	A	Z	B	X	C	Y
第一对极	1,2,3	4,5,6	7,8,9	10,11,12	13,14,15	16,17,18
第二对极	19,20,21	22,23,24	25,26,27	28,29,30	31,32,33	34,35,36

把 2—10 相连,3—11 相连组成两个节距为 8 的“大圈”,12—19 相连,组成一个节距为 7 的“小圈”,每对极下依次按“二大一小”交叉排列,如图 8-10 所示,这种绕组称为单层交叉绕组。

交叉式绕组一相相邻的大圈与小圈之间应反向串联,以保证线圈组串联后电动势相加。

链式、同心式和交叉式绕组,虽然线圈节距不等于整距,但由于各种连接形式只改变了同一相中各线圈边电动势相加的先后次序,所以它不影响相电动势的大小,仍算整距绕组。

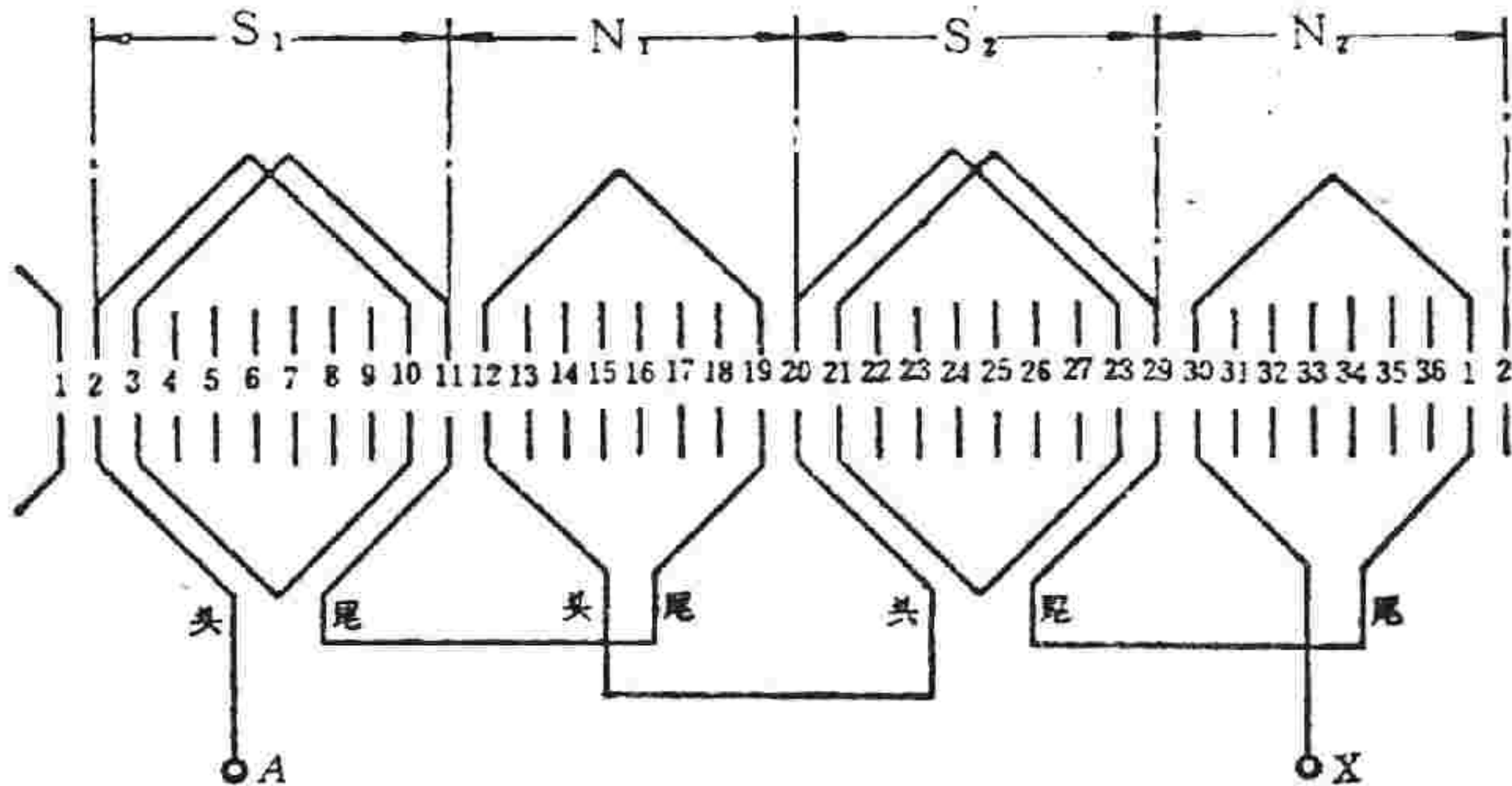


图 8-10 三相单层交叉式绕组展开图(A 相)

§ 8-3 三相双层绕组

双层绕组(*two-layer winding*)的每个槽内有上、下两个线圈边。线圈的一条边放在某一槽的上层,另一条边则放在相隔 y 槽的下层,如图 8-11 所示。(a)图为一个槽内的两线圈边,(b)图为一个线圈的布置。对于双层绕组,整个电机的线圈数正好等于槽数。

双层绕组的主要优点为:

- (1)可以选择较有利的节距,并可同时采用分布的办法,来改善电动势和磁动势波形;
- (2)所有线圈具有同样的尺寸,便于制造;

(3)可以组成较多的并联支路;

(4)端部形状排列整齐,有利于散热和增强机械强度。所以现代 10kW 以上的三相交流电机,其定子绕组均采用双层绕组。

三相双层绕组有叠绕组(*lap winding*)和波绕组(*wave winding*)两种,这里主要说明叠绕组的排列方法,波绕组只介绍其特点和连接规律。

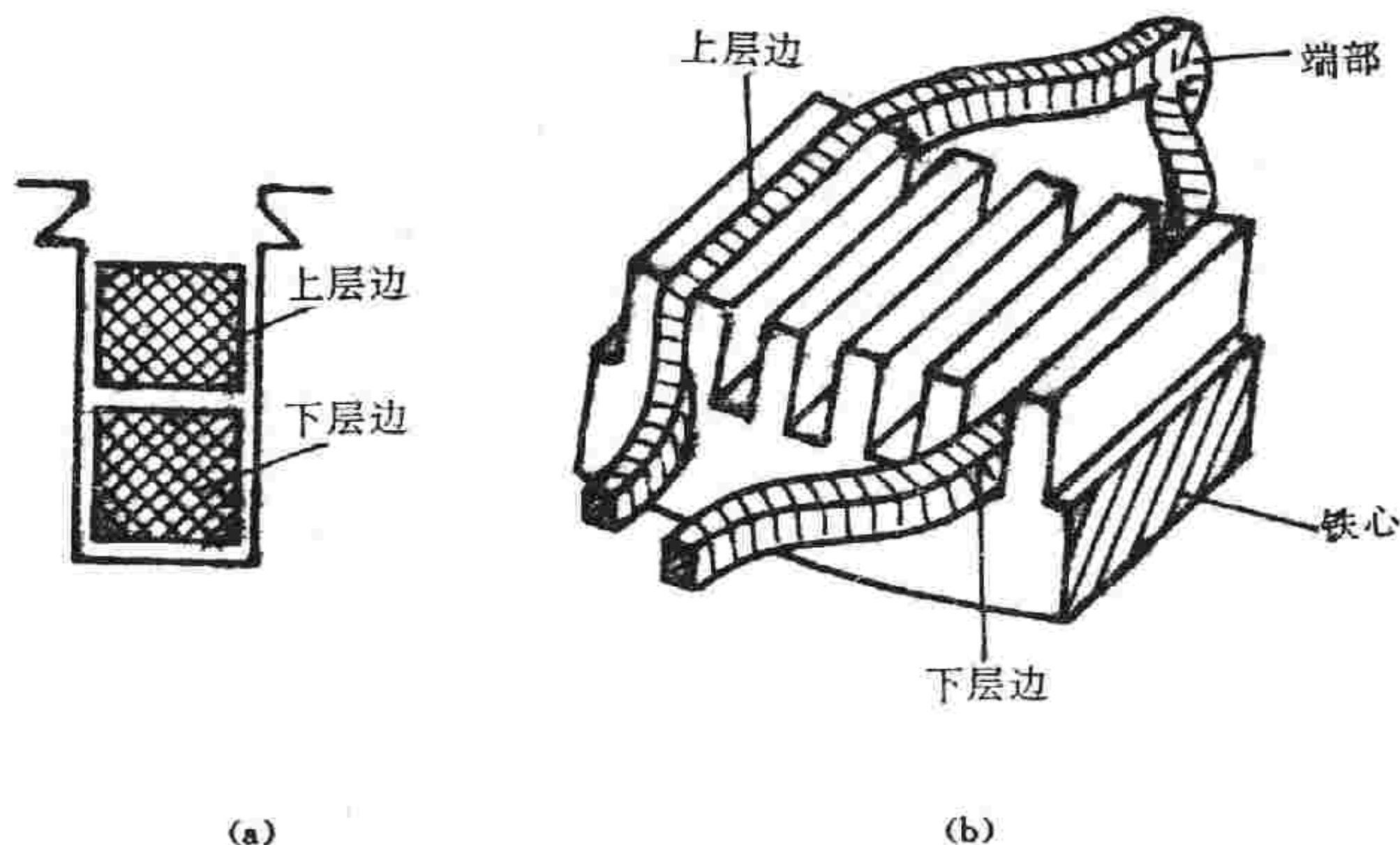


图 8-11 双层绕组

一、双层叠绕组

下面举例说明双层叠绕组展开图的作法。

例 8-2 某交流电机定子绕组的 $Z=24$, $2p=4$, $m=3$, 采用短距, 且 $y=5$, (节距为 1-6), 试作出线圈电动势的星形图及绕组展开图。

先计算每极每相槽数 q , 槽间角 α_1 和极距 τ 。

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{4 \times 3} = 2$$
$$\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$$
$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6 \quad (\text{极距为 } 1-7)$$

1. 绘制线圈电动势相量图

对于双层绕组,其线圈数等于槽数。由于每个线圈两个边放在相距节距 y 的两个槽内,所以线圈电动势就是槽电动势星形图中相距 y 槽的两个相量的合成,所得线圈电动势相量图仍为相差 α_1 电角度的星形图,仅仅是相量长短不同以及因选择的节距不同相量图移动了一个不同的角度。由于本例与例 8-1 有相同的槽数和极数,所以图 8-6(b)的槽电动势星形图也可看作线圈电动势星形图,只是每一相量的编号是该线圈上层边所在槽的号码。例如相量 1 是其上层边嵌于槽 1 的线圈的电动势相量。

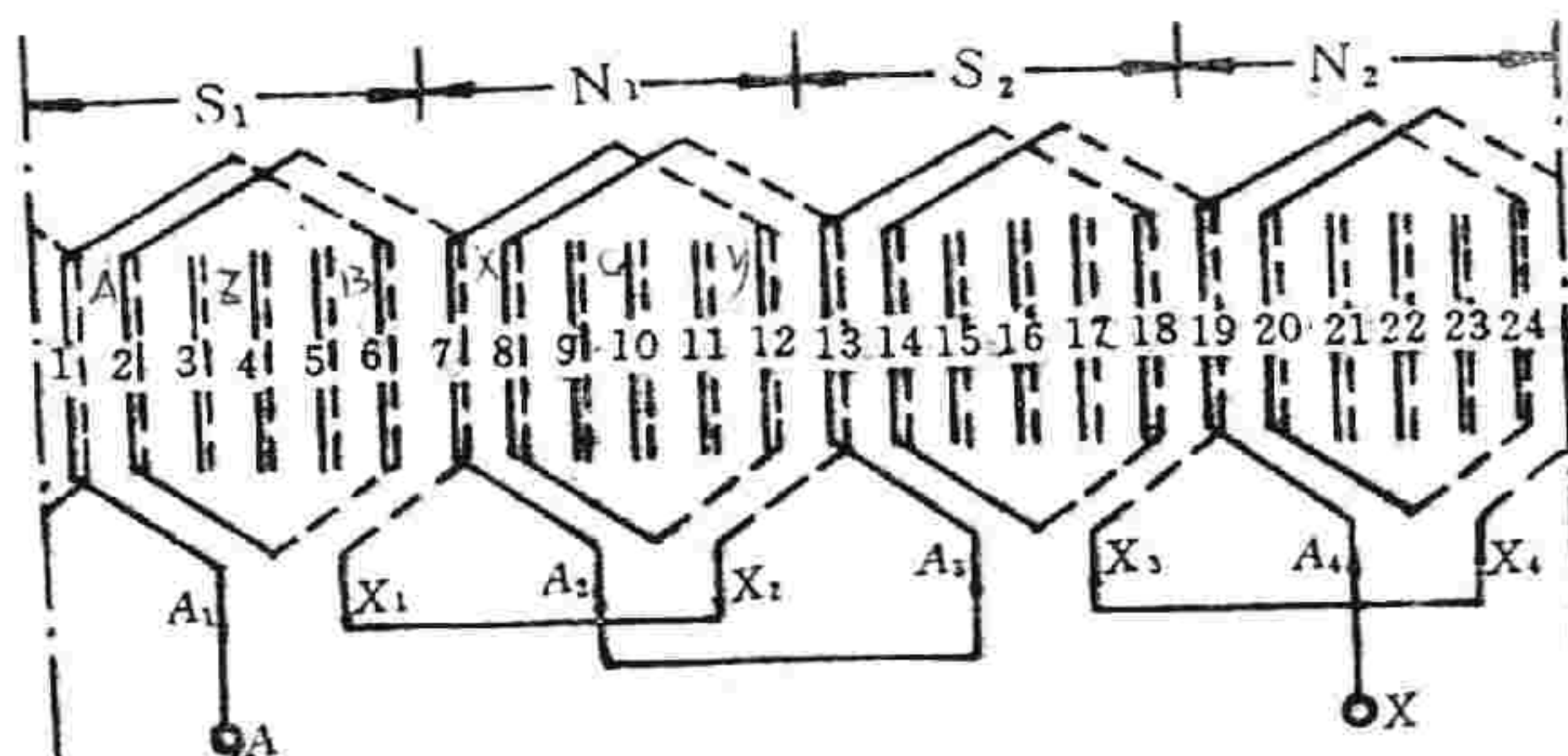
2. 分相

按照 $q=2$ 把电动势星形图分成 A、Z、B、X、C、Y 六个相带。由图可知,1、2、7、8、13、14、

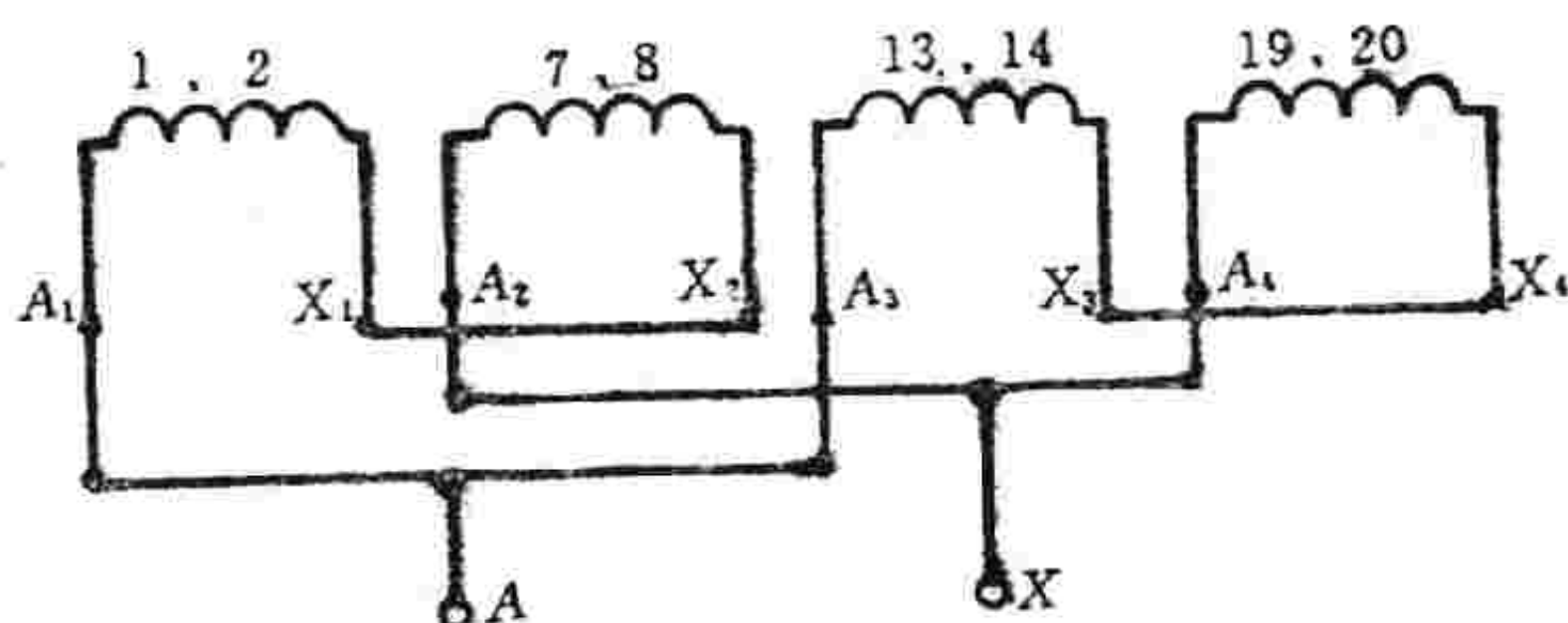
19、20 槽的上层边属于 A 相。

3. 画绕组展开图

第一步：把电枢展开，每槽以一实线表示线圈的上层边，一虚线表示线圈的下层边。并在实线旁标以槽号，然后把槽按极数等分成 4 份。如图 8-12(a) 所示。



(a)



(b)

图 8-12 三相双层绕组展开图(A 相)

第二步：按电动势星形图把每对极下的槽分成 A、Z、B、X、C、Y 六个相带，注意这些相带只表示该相线圈上层边所在的槽。

第三步：根据线圈的节距 $y=5$ (节距为 1—6)，把上、下层连成线圈，例如 A 相带第 1 槽的上层边和第 6 槽的下层边构成一个线圈，第 2 槽上层边与第 7 槽下层边构成一个线圈，这两个线圈串联形成一个线圈组。同样可作出 A 相其它相带的线圈组，一相共有 $2p$ 个线圈组。本例中一相有 4 个线圈组。

同理可作出 B、C 相的线圈组。(图中未画出)。

第四步：根据电压和电流的要求，把一相的线圈组串联或并联组成一相绕组。为了使线圈组的电动势相加，一相两相邻线圈组之间应反向串联，即采用“尾接尾，头接头”的连接规律。图 8-12(a) 为串联连接，支路数 $a=1$ 。图 8-12(b) 为一半线圈组串联后再并联的连接示意图，其支路数 $a=2$ 。对于双层叠绕组，最大并联支路数等于线圈组数，而一相的线圈组数等于极数，所以最大可能的并联支路数等于极数。

二、双层波绕组

对多极、支路导线截面较大的交流电机，为节约极间连线用铜，常采用波绕组。

波绕组的连接特点是把所有同一极性下(如 $N_1, N_2, \dots$)属于同一相的线圈按照一定的次序串联组成一组,再把所有另一极性下(如 $S_1, S_2, \dots$)属于同一相的线圈按照一定的次序串联组成另一组。最后把这两大组线圈根据需要接成串联或并联,构成一相绕组。由于相连线圈形似波浪,故称为波绕组。

与叠绕组一样,线圈的节距为 y ,它等于或近于一个极距。互相串联的两个线圈对应边之间的距离叫合成节距,用 y' 表示。见图 8-13。它表示每连一个线圈在空间前进了多少槽距。由于波绕组是依次把 $N_1, N_2, \dots$ 极下的线圈相连接,每次前进近一对极的距离,故对整数槽波绕组而言,合成节距常选为一对极距,即

$$y' = \frac{Z}{p} = 2mq \quad (8-6)$$

这样,波绕组在连接 p 个线圈,即沿定子绕行一周后,绕组将回到出发的槽号而形成闭路。为了使绕组能连续地绕下去,每绕完一周,就需要人为地前移或后退一个槽,不让它形成闭路。这样连续绕 q 周后,就可以把所有同极性的属于同一相的 pq 个线圈连接成一组,同样,把另一极性下的属于同一相的 pq 个线圈连成另一组,最后再用组间连线把两组线圈串联或并联形成一相绕组。

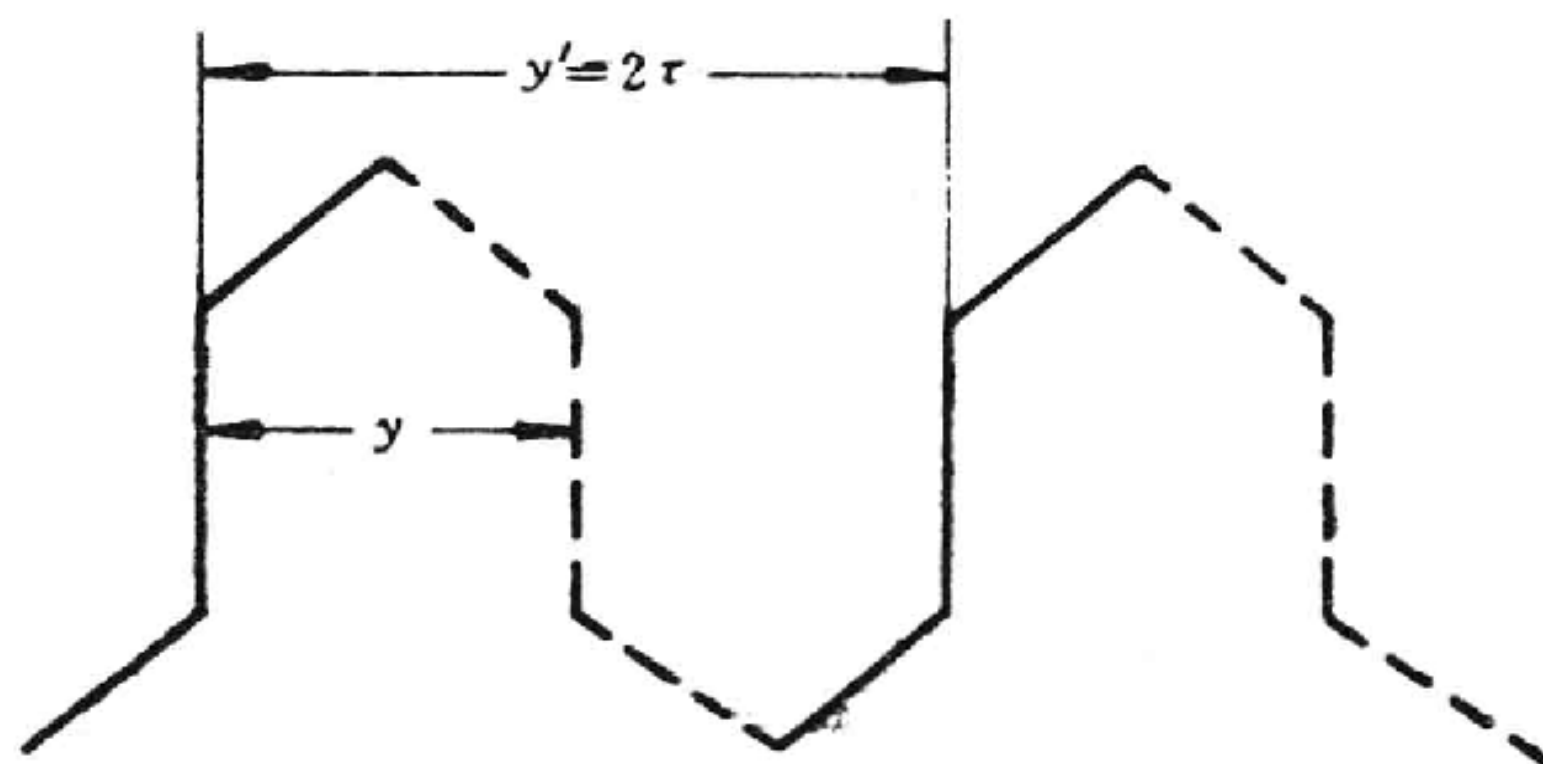


图 8-13 波绕组的节距

若把前述例子 $Z=24, 2p=4, y=5$ 连成 $a=1$ 的波绕组。其合成节距 $y' = \frac{Z}{p} = \frac{24}{2} = 12$, 即第 1 线圈应与 13 线圈串联起来。整个 A 相绕组的连接次序如图 8-14 所示。绕组展开图如图 8-15 所示。

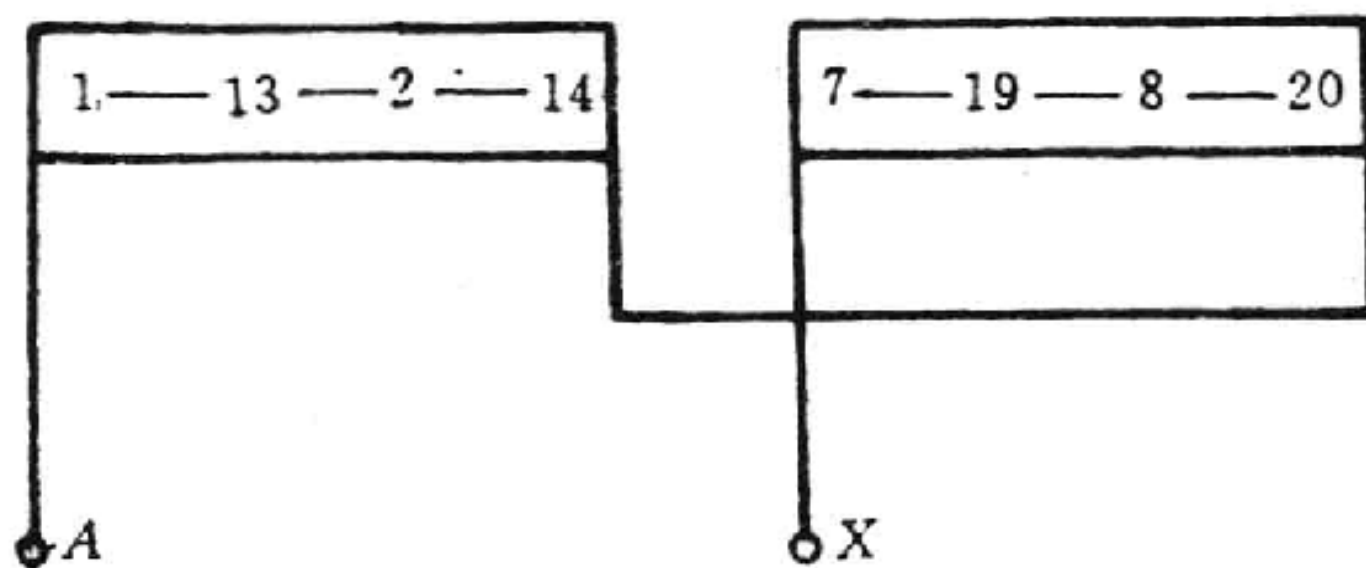


图 8-14 波绕组 A 相各线圈连接次序

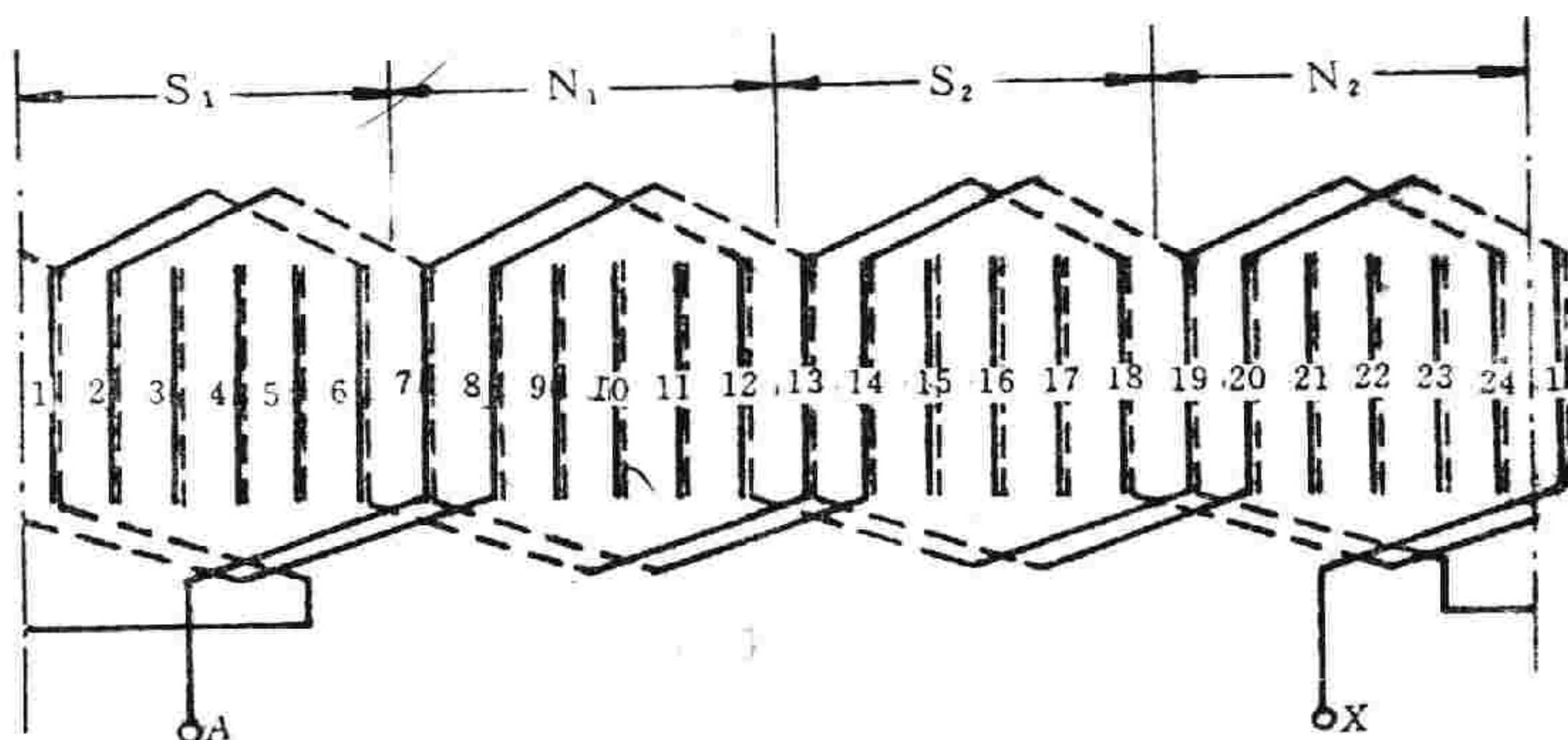


图 8-15 三相双层波绕组展开图(A 相)

由以上分析可知,在整数槽波绕组中,无论多少极数,每相每条支路只需一根组间连线,并联支路最多只有 2 条。另外,波绕组中采用短距,可以改善电动势和磁动势波形,但不能节约端部用铜。因为合成节距总是差不多等于一对极距不变,线圈节距缩短,虽使一边端部连线缩短,但另一边却加长了,故用铜量基本不变。

由于波绕组的组间连接线少,绑扎固定比较简单,同时使重量分布易于平衡,故波绕组多用于大、中型水轮发电机定子绕组和绕线转子异步电机的转子绕组中。

§ 8-4 交流绕组的感应电动势

为由简入繁研究绕组电动势,首先研究一根导体的电动势,然后再研究线圈电动势、线圈组电动势以及每相绕组电动势。

一、导体电动势

交流绕组的感应电动势由三个基本要素所决定,即(1)电动势的频率;(2)电动势的波形;(3)电动势的大小。下面分别讨论

1. 感应电动势的频率

图 8-16 是一台两极凸极同步发电机模型。假设用原动机拖动磁极以恒定转速 n 相对于定子逆时针旋转。则定子导体切割主磁通而感应电动势。因 N 极磁通和 S 极磁通在导体中感应的电动势方向相反,因此每当转子转过一对磁极时,定子导体感应电动势交变一次,若电机为 p 对极,则转子旋转一周,导体感应电动势即交变 p 次,转子每分钟旋转 n 转,所以导体电动势每分钟交变 pn 次,每秒钟交变 $pn/60$ 次,这就是频率,即

$$f = \frac{pn}{60} (\text{Hz}) \quad (8-7)$$

我国电网的标准频率是 $f=50\text{Hz}$,所以磁极对数与转子转速之间有一固定的关系。例如当 $p=1$ 时, $n=3000\text{r/min}$; $p=2$ 时, $n=1500\text{r/min}$ 。这些转速称为同步速。

2. 感应电动势的波形和谐波分析

根据电磁感应定律, 定子导体 a 中感应电动势的瞬时值为

$$e_a = B_r l v \quad (8-8)$$

式中 B_r ——导体所处气隙空间的径向磁通密度;

l ——导体在磁场中的有效长度;

v ——导体相对于磁场的线速度。

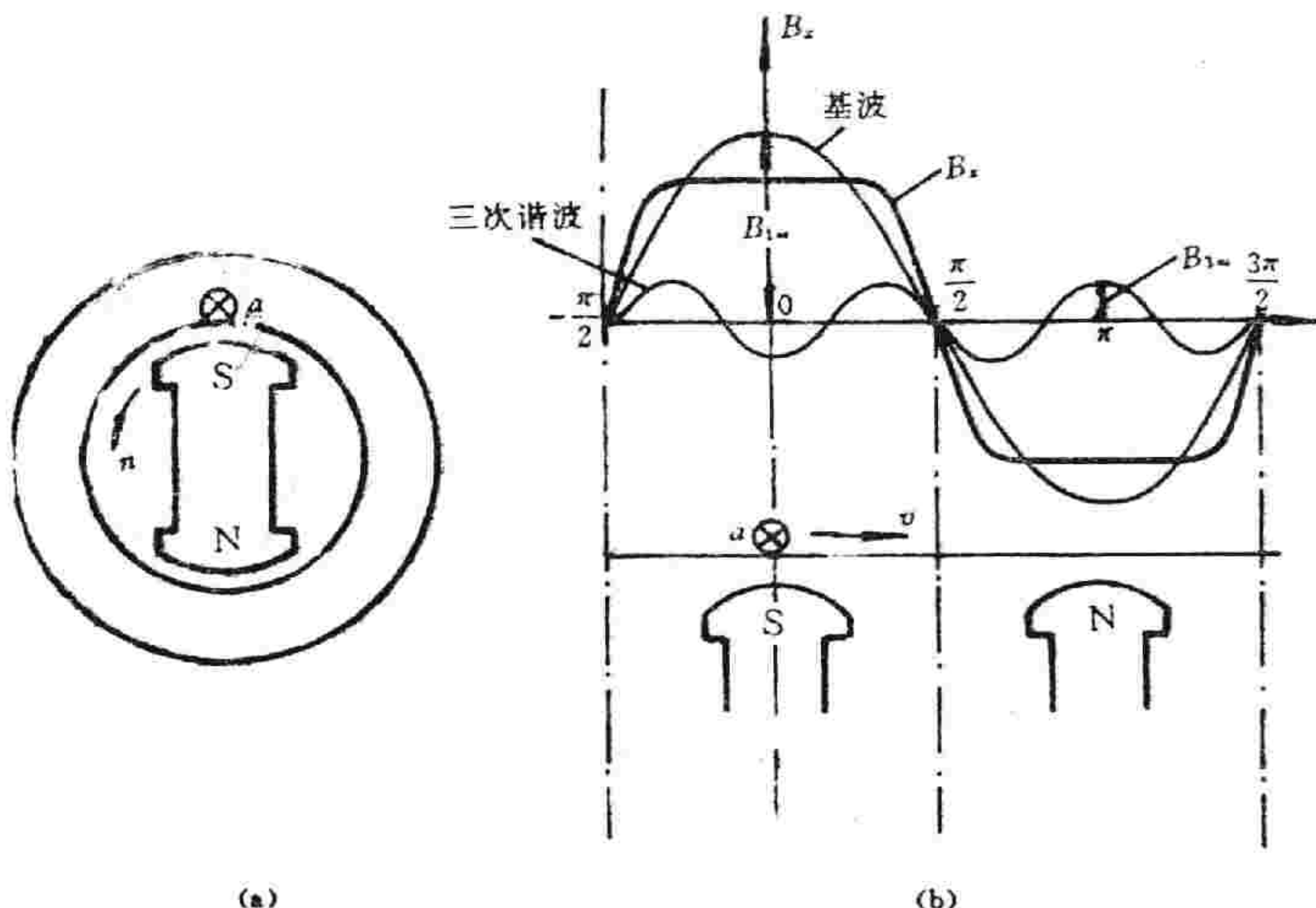


图 8-16 同步发电机模型及气隙磁密分布

在已经制成的电机中, 导体有效长度 l 及线速度 v 均为定值, 所以感应电动势正比于气隙磁密 B_r 。因此气隙磁密在空间的分布波形便决定了感应电动势随时间变化的波形。

为了作出气隙磁密分布曲线, 可把电机沿轴向剖开, 并展开成一直线, 如图 8-16(b) 所示。把纵坐标取在磁极中心线上, 表示气隙磁密; 横坐标放在转子表面, 表示极面各点距坐标原点的距离, 以电角度 α 量度。整个坐标系随转子旋转。

由于在一个磁极范围内励磁磁动势大小不变, 在不考虑定子齿槽影响的情况下, 主磁极表面与定子铁心气隙较小, 因而磁阻较小, 气隙磁密较大; 相邻两主磁极之间气隙较大, 磁阻也大, 因而气隙磁密就小。气隙磁密的分布如图 8-16(b) 所示。图中是按气隙磁通由定子指向转定子为正, 即转子 S 极的磁密为正, N 极的为负。

由图可知, 气隙磁密在气隙空间的分布实际上是一个周期变化的非正弦波形, 每经过一对磁极, 波形重复一次, 因此可应用谐波分析法。磁密曲线 B_r 的波形对纵坐标和横坐标对称, 按傅里叶级数分解出来的波形中没有直流分量、偶次谐波和正弦分量, 于是

$$B_r = B_{1m} \cos \alpha - B_{3m} \cos 3\alpha + B_{5m} \cos 5\alpha + \cdots + B_{vm} \cos v\alpha \sin v \frac{\pi}{2} + \cdots \quad (8-9)$$

式中 $\sin v \frac{\pi}{2}$ 是表示傅里叶级数各项的正负的。

已知 B_r 的分布, 根据式 (8-8) 即可求出 e_a , 为了方便, 可以认为转子不转动, 而定子导体以

和转子相同的速度向相反的方向转动。选取导体处于磁极中心线作为计算时间的起点,且规定电动势穿进纸面为正。则当导体经过 t 秒后,以速度 v 转过的电角度为

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}(vt) \quad \alpha = \frac{\pi}{\tau} vt$$

而
$$v = \frac{\pi D n}{60} = 2 \cdot \frac{\pi D}{2p} \cdot \frac{pn}{60} = 2\tau f \quad (8-10)$$

所以
$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} 2\tau f t = 2\pi f t = \omega t \quad (8-11)$$

式中 τ ——极距, m;

n ——转子转速, r/min;

p ——极对数;

f ——频率, Hz;

$\omega = 2\pi f$ ——角频率, rad/s;

所以 t 秒后,导体所在处的磁密为

$$B_x = B_{1m} \cos \omega t - B_{3m} \cos 3\omega t + B_{5m} \cos 5\omega t + \dots + B_{\nu m} \cos \nu \omega t \sin \nu \frac{\pi}{2} + \dots$$

导体的感应电动势为

$$\begin{aligned} e_a &= B_x l v \\ &= \underbrace{B_{1m} l v \cos \omega t}_{\Delta} - B_{3m} l v \cos 3\omega t + B_{5m} l v \cos 5\omega t + \dots + B_{\nu m} l v \cos \nu \omega t \sin \nu \frac{\pi}{2} + \dots \\ &= E_{1m} \cos \omega t - E_{3m} \cos 3\omega t + E_{5m} \cos 5\omega t + \dots + E_{\nu m} \cos \nu \omega t \sin \nu \frac{\pi}{2} + \dots \end{aligned} \quad (8-12)$$

式中 E_{1m} 、 E_{3m} 、 E_{5m} ... $E_{\nu m}$ 分别代表导体的基波和 3、5... ν 次谐波电动势的幅值。

图 8-17 代表了只考虑基波和三次谐波的导体电动势随时间变化的波形。

因 ν 次谐波磁场的极对数 $p_\nu = \nu p$, 并且都随转子一同旋转, 其转速均为 n , 各次谐波磁场所感应的电动势频率因而不等。 ν 次谐波电动势频率为

$$f_\nu = \frac{p_\nu n}{60} = \frac{\nu p n}{60} = \nu f \quad (8-13)$$

3. 导体感应电动势的大小

由式(8-12)可知导体基波电动势的最大值为

$$E_{1m} = B_{1m} l v$$

式中 $v = 2\tau f$

$B_{1m} = \frac{\pi}{2} B_{1av}$ ——正弦分布时最大值与平均值的关系。

因此,导体基波电动势的有效值为

$$E_{a1} = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{B_{1m} l v}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{2} B_{1m} \right) l (2\tau f)$$

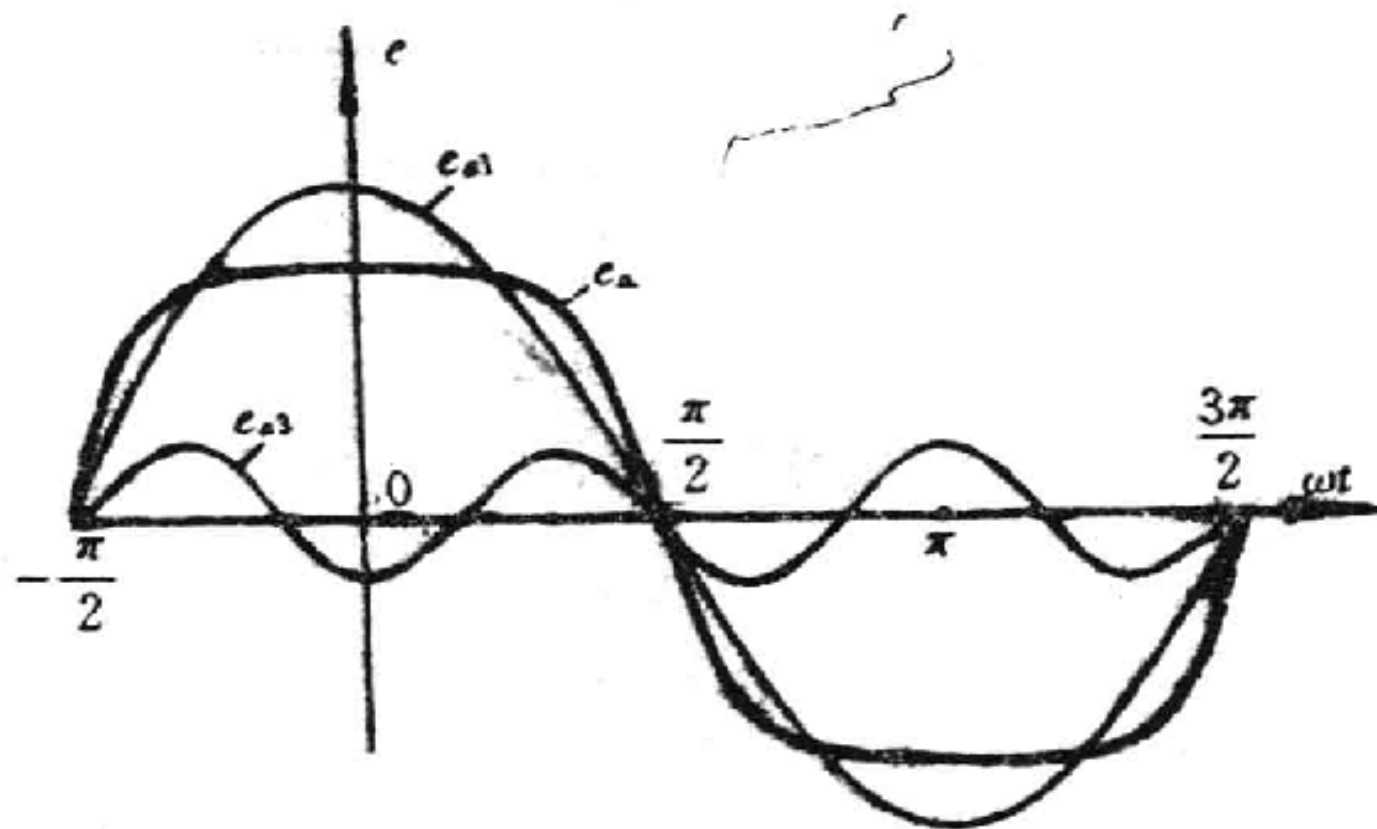


图 8-17 导体感应电动势的波形

$$= \frac{\pi}{\sqrt{2}} f(B_{1av} l \tau) = 2.22 f \Phi_1 \quad (8-14)$$

式中 $\Phi_1 = B_{1av} l \tau$ 为基波每极磁通量, 单位为 Wb; E_1 的单位为 V。

同理, 导体 ν 次谐波电动势的有效值为

$$\begin{aligned} E_{av} &= \frac{E_{vm}}{\sqrt{2}} = \frac{B_{vm} l \nu}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{2} B_{vm} \right) l (2\tau f) \\ &= \frac{\pi}{\sqrt{2}} \nu f (B_{vm} l \frac{\tau}{\nu}) = 2.22 \nu f \Phi_\nu \end{aligned} \quad (8-15)$$

式中 $\Phi_\nu = B_{vm} l \frac{\tau}{\nu} = B_{vm} l \tau_\nu$ 为 ν 次谐波每极磁通量。($\tau_\nu = \frac{\tau}{\nu}$) 为 ν 次谐波磁场的极距。

二、线圈电动势与节距因数

先分析节距为 y 的两根导体所组成的一匝线圈电动势, 然后再扩展到一个 w_c 匝线圈的电动势。分析中着重研究组成一匝的两导体由于相隔距离不同, 对电动势大小和波形的影响。

1. 整距线匝和线圈电动势

图 8-18(a) 表示一整距线匝。如磁场分布为非正弦空间波, 线匝电动势仍含谐波, 可将基波及谐波电动势分别讨论。

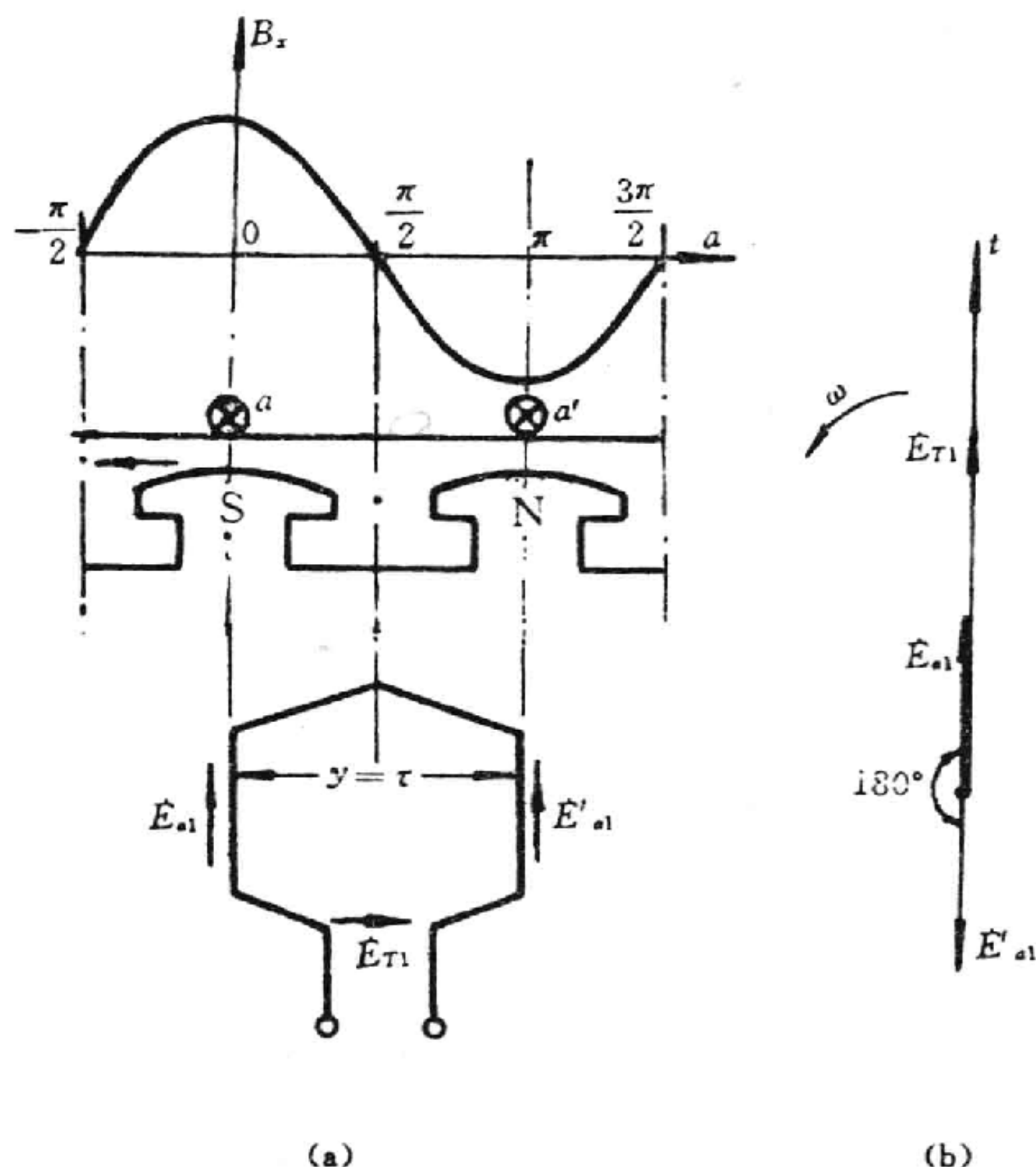


图 8-18 整距线匝电动势

基波及谐波电动势都是随时间按正弦变化, 都可以用相量表示, 图 8-18(b) 表示了基波电动势关系。在整距情况下线匝的一根导体 a 若处于 N 极下, 则另一根导体 a' 正好处于与 N 极位置相对应的 S 极下, 此时两导体感应电动势的瞬时值大小相等, 而方向相反。如果规定导体电动势方向如图中自下而上为正, 则由于两导体在空间相差一个极距 τ , 即相当于基波磁场的

180°电角度,所以导体电动势 $\dot{E}_{a1}$ 与 $\dot{E}'_{a1}$ 在时间上也差 180°电角度。如图 8-18(b)所示。若按图 8-18(a)规定线匝电动势正方向,则

$$\dot{E}_{T1} = \dot{E}_{a1} - \dot{E}'_{a1} \quad (8-16)$$

因 $\dot{E}_{a1}$ 与 $\dot{E}'_{a1}$ 反相位,故线匝电动势有效值为

$$E_{T1} = 2E_{a1} = 2 \times 2.22f\Phi_1 = 4.44f\Phi_1 \quad (8-17)$$

若线圈的匝数为 w_c ,则整距线圈基波电动势为

$$E_{c1} = w_c E_{T1} = 4.44f w_c \Phi_1 \quad (8-18)$$

对于 ν 次谐波电动势 $\dot{E}_\nu$ 与 $\dot{E}'_\nu$ 间的相位差为 $\nu \times 180^\circ$ 电角度,但 ν 为奇数 ($\nu=1,3,5\cdots$), 电动势相位仍为反相位。因此 ν 次谐波电动势有效值为

$$E_\nu = 4.44\nu f w_c \Phi_\nu \quad (8-19)$$

由此可见,无论基波和谐波,整距线匝电动势有效值都是一根导体电动势的两倍,且线匝电动势波形与单根导体电动势波形相同。整距线圈电动势是整距线匝电动势的 w_c 倍,其波形不变。

2. 短路线匝和线圈电动势

短距线匝两导体间的节距 y 小于极距,即 $y < \tau$,如图 8-19(a)所示。此时两导体在空间位置相差小于 180°电角度,即 $\gamma = \frac{y}{\tau} \times 180^\circ$ 电角度。

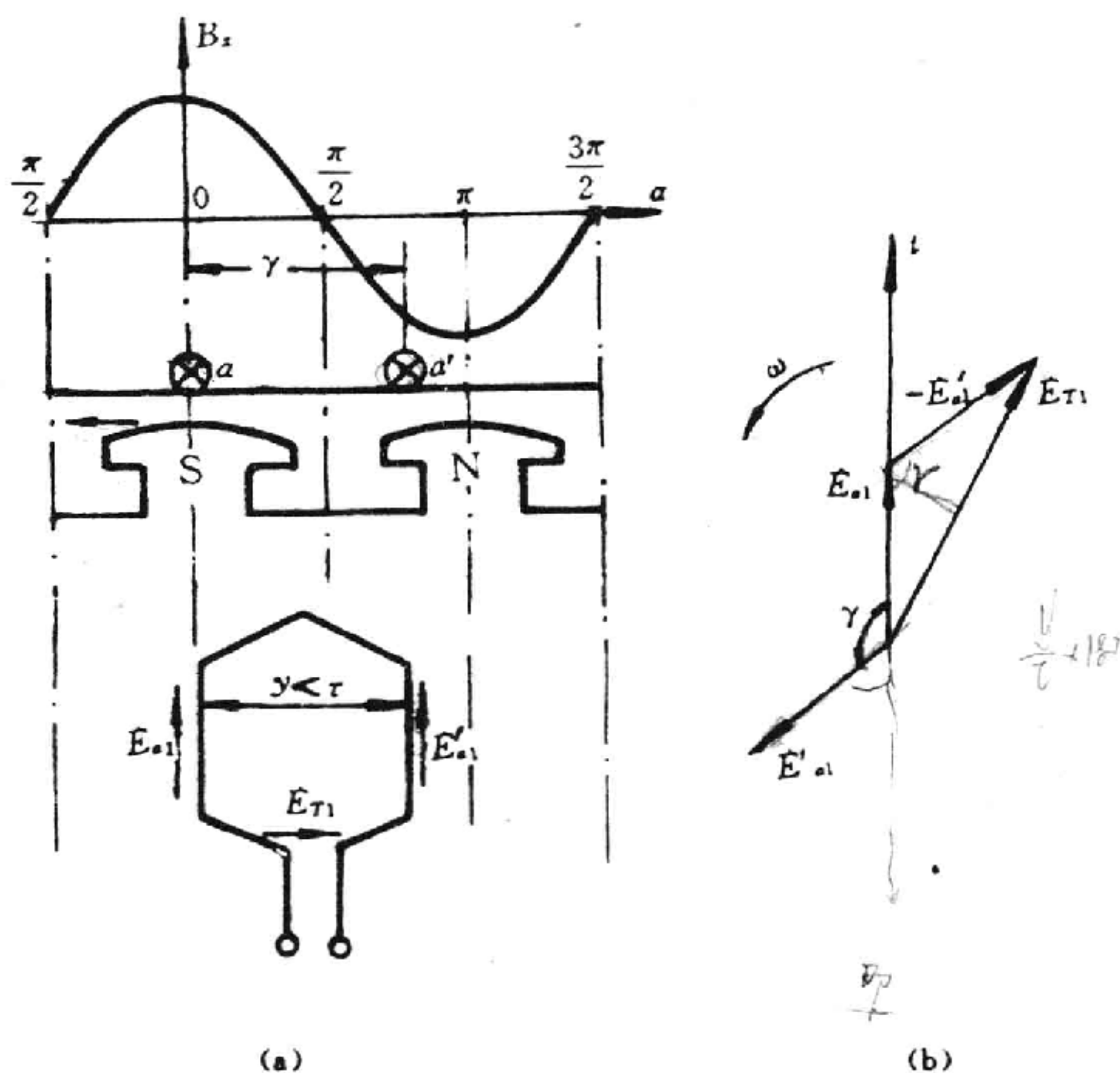


图 8-19 短距线匝的电动势

由于导体中感应电动势有效值的大小与导体所处磁场位置无关,仍可按式(8-14)、(8-15)计算,但两导体电动势间的相位与它们所处磁场位置有关。根据整距线匝电动势分析可知,两

根导体基波电动势在时间相位上相差的电角度应等于它们在空间位置相差的电角度。所以在图示转向下, $\dot{E}'_{a1}$ 应超前于 $\dot{E}_{a1}$ 以 γ 电角度。在图 8-19(a) 规定的正向下, 可作出短距线匝基波电动势相量如图 8-19(b) 所示。其短距线匝基波电动势

$$\dot{E}_{T1} = \dot{E}_{a1} - \dot{E}'_{a1}$$

基波电动势有效值为

$$\begin{aligned} E_{T1} &= 2E_{a1} \cos\left(\frac{180^\circ - \gamma}{2}\right) = 2E_{a1} \sin\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right) \\ &= 2E_{a1} k_{y1} = 4.44 f k_{y1} \Phi_1 \end{aligned} \quad (8-20)$$

式中 $k_{y1} = \sin\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right)$ 称为绕组的基波节距因数 (pitch factor)。比较式 (8-17) 及 (8-20) 可见, 由于采用了短距, 线匝电动势减小到整距时的 k_{y1} 倍。

同样可得 w_c 匝的短距线圈基波电动势为

$$E_{c1} = 4.44 f w_c k_{y1} \Phi_1 \quad (8-21)$$

对于 ν 次谐波而言, 短路线匝两导体间相隔的电角度为 $\nu\left(\frac{\gamma}{\tau} \times 180^\circ\right) = \nu\gamma$, 因而短距线匝两导体 ν 次谐波电动势的相位差也为 $\nu\gamma$ 电角度。同理可得短距线圈 ν 次谐波电动势的有效值为

$$E_{c\nu} = 4.44 \nu f w_c k_{y\nu} \Phi_\nu \quad (8-22)$$

式中 $k_{y\nu} = \sin\left(\nu \frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right)$ 为 ν 次谐波的节距因数。

例 8-3 一台交流电机的极数 $2p=4$, 定子总槽数 $Z=36$, 节距 $y=7$, 试求节距因数 k_{y1} 、 k_{y3} 、 k_{y5} 和 k_{y7} 。

解: 首先求出极距 $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{36}{4} = 9$

所以

$$k_{y1} = \sin\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right) = \sin \frac{7}{9} \times 90^\circ = 0.940$$

$$k_{y3} = \sin 3\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right) = \sin 3 \times \frac{7}{9} \times 90^\circ = -0.500$$

$$k_{y5} = \sin 5\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right) = \sin 5 \times \frac{7}{9} \times 90^\circ = -0.174$$

$$k_{y7} = \sin 7\left(\frac{\gamma}{\tau} \cdot 90^\circ\right) = \sin 7 \times \frac{7}{9} \times 90^\circ = 0.766$$

$\sin 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2}$

这个例子表明, 短距后基波电动势减小得不多, 而其谐波电动势则有较大的削弱, 故适当的短距可以改善绕组电动势的波形。

由此可见, 采取适当的短距, 可以消除某一次谐波电动势, 这只要使它的节距因数 $k_{y\nu} = 0$ 即可。例如, 把节距设计成 $y = \frac{4}{5}\tau$, 则

$$k_{y5} = \sin 5 \times \frac{\frac{4}{5}\tau}{\tau} \times 90^\circ = 0$$

即可完全消除五次谐波电动势。这是因为线匝节距比极距缩短了五分之一, 两根导体处在五次谐波磁场的同极性的对应位置, 两导体感应的五次谐波电动势在线匝里互相抵消了 (见图 8-20)。所以要消除 ν 次谐波电动势, 只要使线圈节距缩短 ν 次谐波磁场的的一个极距 τ/ν , 即 $y =$

$\frac{\nu-1}{\nu}\tau$ 就可达到。

三、线圈组电动势与分布因数

每个极(双层绕组)或每对极(单层绕组)下每相有 q 个线圈串联,组成一个线圈组,所以线圈组的电动势等于 q 个串联线圈电动势的相量和。如有一个三相四极 36 槽的绕组,每极每相槽数 $q=3$,槽间角 $\alpha_1=20^\circ$ 电角度。

由于每个线圈的匝数及节距都一样,所以每个线圈感应电动势大小皆相等,只是由于在空间所处的位置不同,各线圈电动势间有相位差,显然,这一相位差就等于相应槽在空间相隔的电角度。由于基波磁场相邻槽间角为 α_1 电角度,所以相邻线圈基波电动势相位亦相差 α_1 电角度。其相量图如图 8-21(b)所示。故线圈组基波电动势应为

$$\dot{E}_{q1} = \dot{E}_{c1} \angle 0^\circ + \dot{E}_{c1} \angle \alpha_1 + \dot{E}_{c1} \angle 2\alpha_1$$

q 个相量合成后构成一正多边形的一部分,如图 8-

21(c)所示。设 R 为正多边形外接圆的半径,根据几何关系,正多边形的每个边所对应的圆心角等于两个相量之间的夹角 α_1 ,因此从图 8-21(c)可求得线圈组的基波电动势为:

$$E_{q1} = 2R \sin \frac{q\alpha_1}{2}$$

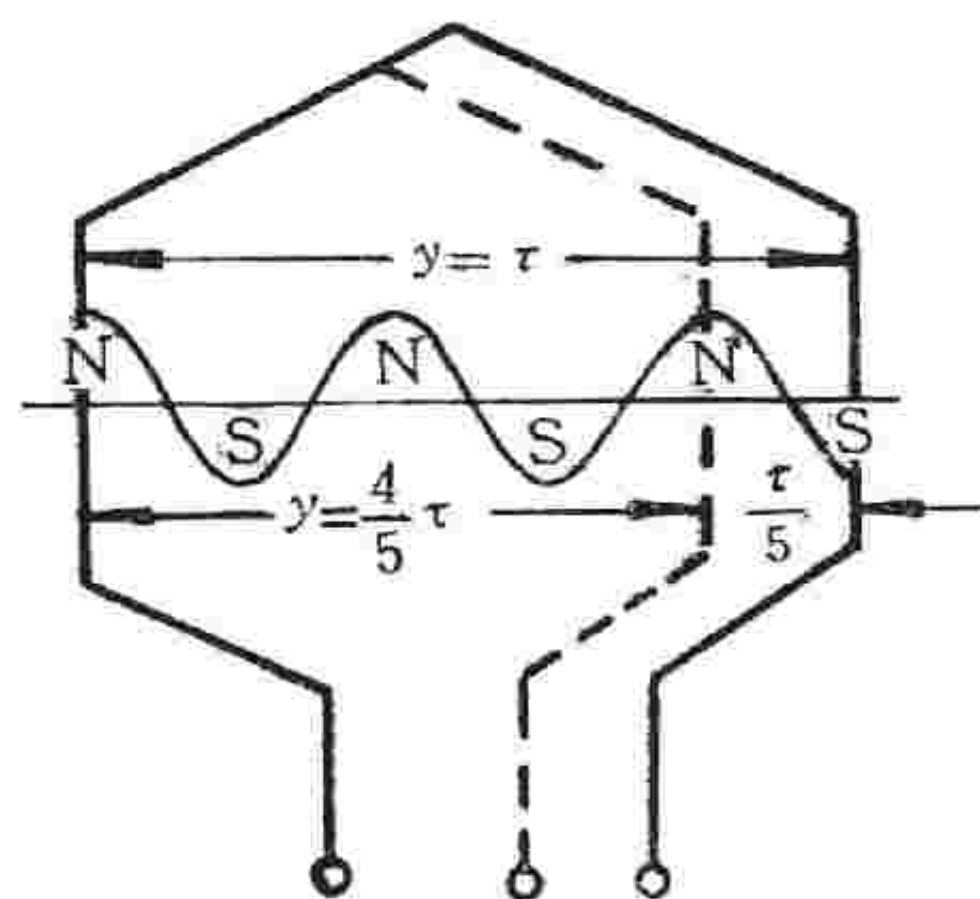
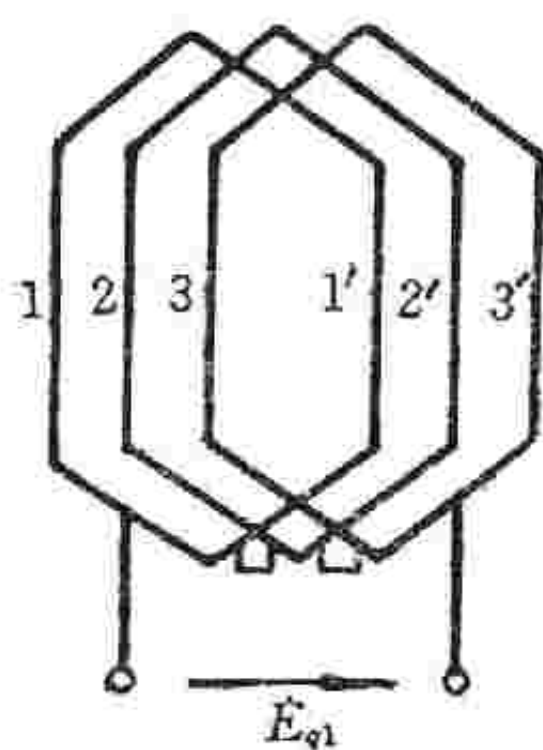


图 8-20 采用短距 $y = \frac{4}{5}\tau$

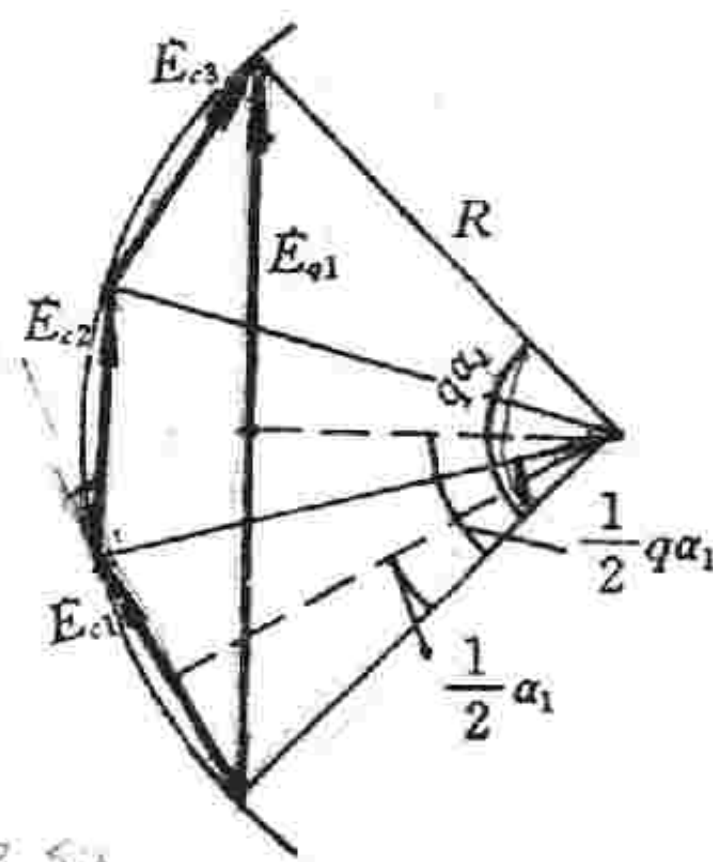
消除五次谐波电动势



(a)



(b)



(c)

图 8-21 线圈组的电动势

而外接圆半径与线圈电动势 E_{c1} 之间的关系为

$$R = \frac{E_{c1}}{2 \sin \frac{\alpha_1}{2}}$$

将 R 代入前式,整理后可得

$$E_{q1} = qE_{c1} \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = qE_{c1} k_{q1} \quad (8-23)$$

式中 $k_{q1} = \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} \quad (8-24)$

称为绕组的基波分布因数(distribution factor)。它表示 q 个分布线圈合成电动势与这 q 个线圈集中在同一槽中时合成电动势的比值。由于 q 个分布线圈的合成电动势为相量和,而 q 个集中线圈的合成电动势为代数和,故分布因数恒小于 1。

把式(8-21)代入式(8-23),可得线圈组的基波电动势为

$$E_{q1} = 4.44fqw_c k_{y1} k_{q1} \Phi_1 = 4.44fqw_c k_{w1} \Phi_1 \quad (8-25)$$

式中 qw_c 为 q 个线圈的总匝数。

$k_{w1} = k_{y1} \cdot k_{q1}$, 称为基波绕组因数(winding factor), 它表示由于短距和分布, 整个绕组的基波电动势与整距、集中绕组的相比应打的折扣。

同理可求出线圈组的谐波电动势。由于对高次谐波而言, 相邻两槽在空间相差 $\nu\alpha_1$ 电角度, 故线圈组各线圈的谐波电动势相位依次相差 $\nu\alpha_1$ 电角度。和求线圈组的基波电动势一样, 线圈组的 ν 次谐波电动势有效值可表示为:

$$\begin{aligned} E_{q\nu} &= qE_{c\nu} k_{q\nu} = 4.44\nu fqw_c k_{y\nu} k_{q\nu} \Phi_{\nu} \\ &= 4.44\nu fqw_c k_{w\nu} \Phi_{\nu} \end{aligned} \quad (8-26)$$

式中 $k_{q\nu} = \frac{\sin \frac{\nu q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\nu\alpha_1}{2}}$ 称为绕组的 ν 次谐波分布因数;

$k_{w\nu} = k_{y\nu} \cdot k_{q\nu}$ 称为 ν 次谐波绕组因数。

例 8-4 一台三相交流电机, 定子槽数 $Z=36$, $2p=4$, 试求分布因数 k_{q1} 、 k_{q3} 、 k_{q5} 、 k_{q7} 。

解: 每极每相槽数和槽间角:

$$\begin{aligned} q &= \frac{Z}{2pm} = \frac{36}{4 \times 3} = 3 \\ \alpha_1 &= \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{2 \times 360^\circ}{36} = 20^\circ \end{aligned}$$

因而基波和 3、5、7 次谐波的分布因数

$$\begin{aligned} k_{q1} &= \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{3 \times 20^\circ}{2}}{3 \sin \frac{20^\circ}{2}} = 0.96 \\ k_{q3} &= \frac{\sin 3 \times \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin 3 \times \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin 3 \times \frac{3 \times 20^\circ}{2}}{3 \sin 3 \times \frac{20^\circ}{2}} = 0.667 \\ k_{q5} &= \frac{\sin 5 \times \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin 5 \times \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin 5 \times \frac{3 \times 20^\circ}{2}}{3 \sin 5 \times \frac{20^\circ}{2}} = 0.217 \end{aligned}$$

$$k_{q7} = \frac{\sin 7 \times \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin 7 \times \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin 7 \times \frac{3 \times 20^\circ}{2}}{3 \sin 7 \times \frac{20^\circ}{2}} = -0.177$$

从上例可以看出,采用分布绕组也能削弱电动势中的高次谐波以改善绕组电动势波形。其原因主要是由于线圈分布后其电动势的合成为相量相加,合成电动势要减小,由于基波和谐波各电动势相差的相位角不同,因之对合成电动势削弱的程度也不同。基波电动势削弱得少,而谐波电动势削弱得多。

四、绕组的相电动势和线电动势

各相的若干线圈组按串联或并联组成一定数目的支路,相绕组电动势的大小则决定于一条支路电动势的大小。而支路电动势决定于该支路所串联的线圈组电动势的和。由于支路内各线圈组的电动势同大小、同相位,所以绕组的相电动势实际上等于一条支路的线圈组数乘以一个线圈组的电动势。

对于双层绕组,一相有 $2p$ 个线圈组,若连成 a 条支路,则每条支路的线圈组数为 $\frac{2p}{a}$,因此一相的基波电动势为

$$\begin{aligned} E_{\phi} &= \frac{2p}{a} E_{q1} = 4.44f \frac{2pqw_c}{a} k_{w1} \Phi_1 \\ &= 4.44fwk_{w1} \Phi_1 \end{aligned} \quad (8-27)$$

式中 $w = \frac{2pqw_c}{a}$ 为双层绕组一相的串联匝数(即一条支路的匝数)。

对于单层绕组,一相有 p 个线圈组,若连成 a 条支路,则每条支路有 $\frac{p}{a}$ 个线圈组,因此一相的基波电动势为

$$E_{\phi} = \frac{p}{a} E_{q1} = 4.44f \frac{pqw_c}{a} k_{w1} \Phi_1 = 4.44fwk_{w1} \Phi_1$$

式中 $w = \frac{pqw_c}{a}$ 为单层绕组一相的串联匝数。

因此交流绕组的基波相电动势有效值可以统一用式(8-27)表示,只是其一相串联匝数 w 的表达式不同而已。

同理,一相绕组的谐波电动势有效值为

$$E_{\phi v} = 4.44vf w k_{wv} \Phi_v \quad (8-28)$$

考虑高次谐波电动势后,相电动势的有效值为:

$$\begin{aligned} E_{\phi} &= \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + \cdots + E_{\phi v}^2 + \cdots} \\ &= E_{\phi 1} \sqrt{1 + \left(\frac{E_{\phi 3}}{E_{\phi 1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{\phi 5}}{E_{\phi 1}}\right)^2 + \cdots + \left(\frac{E_{\phi v}}{E_{\phi 1}}\right)^2 + \cdots} \end{aligned} \quad (8-29)$$

因 $\left(\frac{E_{\phi 3}}{E_{\phi 1}}\right)^2 \ll 1, \cdots, \left(\frac{E_{\phi v}}{E_{\phi 1}}\right)^2 \ll 1 \cdots$, 故可认为

$$E_{\phi} \approx E_{\phi 1}$$

这说明高次谐波电动势对相电动势的数值影响很小,但对电动势的波形影响较大。

三相绕组可以接成星形,也可接成三角形。由于相电动势中的三次谐波电动势在三相之间的相位差为 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$,是同相位的。因此当连接成星形时,线电动势中的三次谐波电动势

抵消了,例如 $\dot{E}_{AB3} = \dot{E}_{\phi A3} - \dot{E}_{\phi B3} = 0$ 。同理,三的倍数的各奇次谐波电动势也不可能出现在线电动势中。其余各奇次谐波的线电动势为相应电动势的 $\sqrt{3}$ 倍。因此,线电动势的有效值为

$$E_l = \sqrt{3} \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \dots} \quad (8-30)$$

当连接成三角形时,三次谐波电动势和三的倍数的各奇次谐波电动势在闭合的三角形内形成环流。该环流在三相绕组的三次谐波及三的倍数的奇次谐波阻抗上的压降与其电动势相平衡,因而在线电压中也不会出现三次和三的倍数次谐波。由于环流将引起附加损耗,导致温升增加和效率降低,所以现代交流发电机多采用星形联结而不采用三角形联结。

例 8-5 一台三相交流发电机,定子采用双层分布短距绕组,Y 接法。已知定子总槽数 $Z=36$,极数 $2p=4$,节距 $y=7$,每个线圈的匝数 $w_c=20$,并联支路数 $a=1$,转子转速 $n=1500\text{r/min}$,若每极磁通量的基波,及 3、5、7 次谐波分量分别为 $\Phi_1=0.00398\text{Wb}$; $\Phi_3=0.0001\text{Wb}$; $\Phi_5=0.00004\text{Wb}$; $\Phi_7=0.00001\text{Wb}$ 。试求绕组的相电动势和线电动势

解:先求基波和 3、5、7 次谐波的绕组因数。根据例 8-3 和 8-4 得:

$$k_{w1} = k_{y1} \cdot k_{q1} = 0.94 \times 0.96 \approx 0.902$$

$$k_{w3} = k_{y3} \cdot k_{q3} = -0.5 \times 0.667 \approx -0.334$$

$$k_{w5} = k_{y5} \cdot k_{q5} = -0.174 \times 0.217 \approx -0.038$$

$$k_{w7} = k_{y7} \cdot k_{q7} = 0.766 \times (-0.177) \approx -0.136$$

绕组因数为负,说明该次谐波电动势在基波电动势幅值为正时,它的幅值为负值。计算电动势有效值时,不必考虑其符号。

每相绕组的串联匝数为

$$w = \frac{2pqw_c}{a} = \frac{4 \times 3 \times 20}{1} = 240 \quad \text{匝}$$

发电机的电动势频率

$$f = \frac{pn}{60} = \frac{2 \times 1500}{60} = 50 \quad \text{Hz}$$

一相绕组的基波和 3、5、7 次谐波电动势有效值

$$\begin{aligned} E_{\phi 1} &= 4.44 f w k_{w1} \Phi_1 \\ &= 4.44 \times 50 \times 240 \times 0.902 \times 0.00398 = 191.3\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{\phi 3} &= 4.44 \times 3 f w k_{w3} \Phi_3 \\ &= 4.44 \times 3 \times 50 \times 240 \times 0.334 \times 0.0001 = 5.3\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{\phi 5} &= 4.44 \times 5 f w k_{w5} \Phi_5 \\ &= 4.44 \times 5 \times 50 \times 240 \times 0.038 \times 0.00004 = 0.4\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{\phi 7} &= 4.44 \times 7 f w k_{w7} \Phi_7 \\ &= 4.44 \times 7 \times 50 \times 240 \times 0.136 \times 0.00001 = 0.5\text{V} \end{aligned}$$

因此绕组的相电动势有效值为

$$\begin{aligned} E_{\phi} &= \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2} = \sqrt{191.3^2 + 5.3^2 + 0.4^2 + 0.5^2} \\ &= 191.37\text{V} \approx E_{\phi 1} \end{aligned}$$

线电动势有效值为

$$E_l = \sqrt{3} \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2} = \sqrt{3} \sqrt{191.3^2 + 0.4^2 + 0.5^2} = 331\text{V}$$

§ 8-5 齿谐波电动势及其削弱的方法

前面所分析的谐波电动势都是认为定子铁心表面光滑无齿,而气隙磁场的空间分布为非正弦所产生的。这种谐波电动势可以通过改善气隙磁场分布、采用分布、短距绕组以及连接成星形来削弱。

实际上电机的定子上开有槽,尤其是大型电机多用开口槽,气隙磁阻实际是不均匀的。槽口处气隙磁阻大,磁力线集中于齿部,转子旋转时,磁场的分布形状就不再保持不变,而有周期性的变化,变化频率决定于槽数。这部分磁场在定子绕组中要感应出相应的电动势。此外,齿槽的存在也改变每极下气隙总磁导,使每极磁通量也发生周期性变化,这也会在定子绕组中感应电动势。这些电动势的频率都与定子每极的齿槽数有关。所有由于齿槽影响而产生的电动势统称为齿谐波电动势。

图 8-22 中曲线 1 是每极槽数 $Z/(2p)=6$ 时,含有齿谐波电动势的波形。如果把齿谐波分离出来,就如图中曲线 2 所示。其频率较基波大 $\frac{Z}{p}=2mq$ 倍,又因为各个齿面下的磁密的大小不等,所以齿谐波电动势的幅值不是定值,通过分析可知,齿谐波电动势可以看成是由 $(2mq+1)$ 及 $(2mq-1)$ 两种不同谐波频率的等幅正弦电动势的合成。故一般齿谐波电动势的次数为 $(2mq \pm 1)$ 。实际齿谐波本身还不是正弦形,除了上面两个基本齿谐波以外,尚有更高次的齿谐波电动势,但其幅值已不大,较为次要,一般可略去不计。

对于 $\nu=2mq \pm 1$ 次的齿谐波电动势,其分布因数和节距因数分别为:

$$\begin{aligned}
 k_{\nu} &= \frac{\sin \nu \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin(2mq \pm 1) \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{(2mq \pm 1)\alpha_1}{2}} \\
 &= \frac{\sin[(2mq \pm 1) \frac{\pi}{2m}]}{q \sin[(2mq \pm 1) \frac{\pi}{2mq}]} = \frac{\sin(q\pi \pm \frac{\pi}{2m})}{q \sin(\pi \pm \frac{\pi}{2mq})} \\
 &= \pm \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = \pm k_{q1} \\
 k_{\nu} &= \sin \nu \frac{y}{\tau} \cdot 90^\circ = \sin[(2mq \pm 1) \frac{y}{\tau} \cdot 90^\circ] \\
 &= \sin(\frac{mqy}{\tau} \times 180^\circ \pm \frac{y}{\tau} \times 90^\circ) \\
 &= \pm \sin \frac{y}{\tau} \times 90^\circ = \pm k_{y1}
 \end{aligned}$$

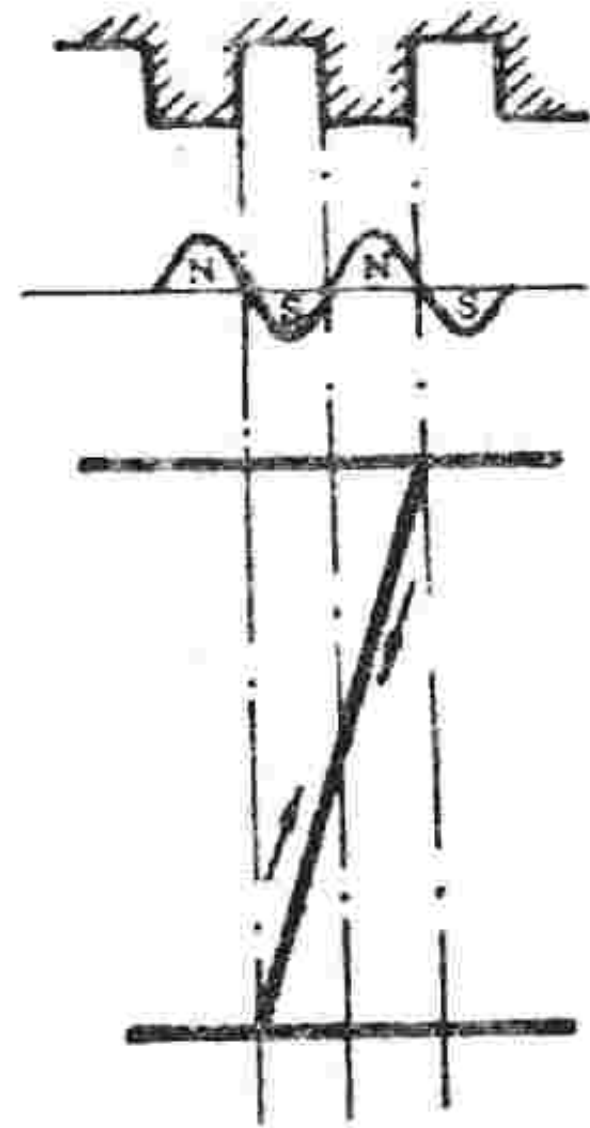


图 8-22 齿谐波电动势

即齿谐波的分布因数和节距因数与基波的相等。如果采用分布和短距绕组来削弱齿谐波电动势,则基波电动势将按同样的比例被削弱,这显然是不行的。为此应采用其它措施来削弱齿谐波电动势。

目前削弱电机中齿谐波电动势的办法主要有以下几种:

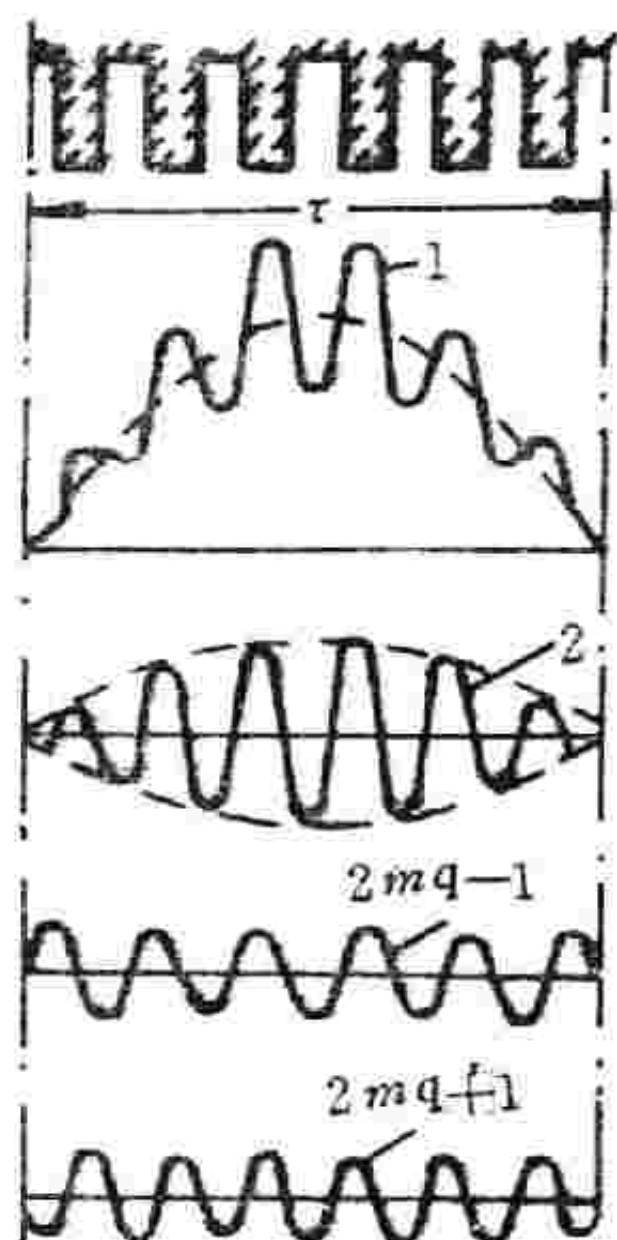


图 8-23 转子斜槽消除齿谐波

(1)采用磁性槽楔或半闭口槽,以减小由于槽口气隙磁导变化较大引起的齿谐波。半闭口槽一般用于小型电机,磁性槽楔一般用于中型电机中。

(2)采用斜槽。这种方法用在中小型异步电机及小型同步电机中,通常斜一个定子齿距。图 8-23 是异步电机转子槽斜一个定子齿距的情况。当转子导体切割齿谐波磁场时,由于它的一半处于齿谐波磁场的 S 极下,另一半处于齿谐波磁场的 N 极下,因此两段所感应的齿谐波电动势大小相等而方向相反,从而使整个转子导体中的合成齿谐波电动势为零。显然,由于斜槽使基波和其它谐波电动势也都相应地有所减小。

对于大型电机,由于叠装铁心和线圈成型时都有一定困难,常不用斜槽。对于凸极同步电机,可把转子做成斜极或把极靴分成几段,各段错开一个位置来削弱齿谐波。

(3)增大每极每相槽数 q 。 q 值越大,定子铁心内表面越接近于光滑,齿谐波的次数就越高,其影响就较小。在汽轮发电机里,由于极数少(一般 $2p=2$), q 值较大,所以齿谐波电动势影响不大。而

水轮发电机,极数多, q 值较小,齿谐波电动势影响较大。这时常采用分数槽绕组来削弱齿谐波电动势。

小 结

在构成三相交流绕组中,要掌握好如何分相来保证电动势对称;如何连接来保证电动势最大;如何选择节距因数和分布因数来保证电动势波形接近正弦波。电动势星形图不仅说明了导体在气隙空间上的位置与导体电动势在时间上的相位关系,而且为分相提供了依据。

交流绕组的基波电动势公式是分析、计算以及设计交流电机的重要公式。它与变压器电动势公式在本质上并无不同,因为交流绕组电动势和变压器绕组电动势都是与线圈交链的磁通发生变化而产生的,但有如下区别:

(1)变压器绕组中的电动势是脉振磁场产生的,这种电动势称为变压器电动势;交流绕组电动势是旋转的恒幅磁场产生的,这种电动势称为运动电动势。

(2)变压器电动势公式中的 Φ_m 是磁通随时间变化的最大值;而交流绕组电动势公式中的 Φ_1 为在空间分布的基波每极磁通量。

(3)变压器的绕组是集中绕组,每匝交链同样的主磁通,所以不存在绕组因数的问题。而交流短距绕组每一线匝不可能匝链全部的每极磁通量,分布的各线圈之间又存在着相位差,所以要打一折扣,即要乘以绕组因数。

电动势中的谐波分量主要由气隙磁场在空间作非正弦分布和定子开槽所引起,前者可以采用改善气隙磁场分布、短距和分布绕组等措施来削弱;后者可以采用斜槽、半开口槽或磁性槽楔,以及分数槽绕组等措施来减小。

第九章 交流绕组的磁动势

本章重点内容:1.掌握分析交流绕组磁动势的一般方法。

2.掌握单相交流绕组的磁动势性质、大小及波形。

3.掌握三相交流绕组的磁动势性质、大小及波形。

§ 9-1 概 述

同步电机的电枢绕组流过电流产生的磁动势,称为电枢磁动势(*armature m. m. f.*),电枢磁动势产生的磁通对励磁磁通必然会产生影响,进而对电枢绕组的电动势产生影响,并在很大程度上决定了同步电机的运行特性。因此,我们必须研究电枢电流流过电枢绕组产生的磁动势问题,所得结论同样适用于异步电机定子绕组及转子绕组的磁动势,因此我们统称为交流绕组的磁动势。

交流绕组的磁动势不像变压器的磁动势那样简单,因为交流电机的各相绕组安放在空间不同位置,它产生的磁动势在空间按一定规律分布,因此它是空间的函数;又由于绕组中流过的电流是随时间变化的交流,所以绕组磁动势还要随时间而变化,它还是时间的函数。为了分析上的方便,我们作如下假定:

- (1)以隐极电机进行分析,即电机的气隙均匀;
- (2)铁心不饱和,因而铁心磁压降可忽略不计,磁动势全部消耗在气隙里;
- (3)把电流集中于定子内圆表面,即不考虑齿槽效应;
- (4)绕组中的电流随时间按余弦规律变化;
- (5)以一对极进行分析,结论同样适用于多极电机。

分析交流绕组的磁动势,也是从分析一匝或一个线圈的磁动势着手,然后分析一相绕组的磁动势,最后分析三相绕组的磁动势。

§ 9-2 一相绕组的磁动势

一、整距线圈的磁动势

图 9-1(a)表示一台两极电机的定子铁心并有一个整距线圈 AX ,当线圈通以电流时,便产生一两极磁场,若规定线圈电流正方向为 X 流入, A 流出,按右手螺旋定则,磁场方向如图中箭头所示,对于定子而言,下边为 N 极,上边为 S 极。

设线圈电流为 i_c ,线圈匝数为 w_c ,根据全电流定律,任一闭合磁力线回路的磁动势,等于它所包围的全部电流数。由图 9-1(a)可以看出,沿任意一根磁力线环绕一周所包围的全电流为 $i_c w_c$ 。由于磁力线经过 N 、 S 两个极,所以总磁动势的单位为安/对极。按照前面的假设,定、转子铁心间的气隙均匀,且忽略铁心磁压降,即全部磁动势消耗在两个气隙上,每个气隙消耗的磁

动势为 $\frac{1}{2}i_c w_c$, 称为气隙磁动势或每极安匝数。

1. 磁动势分布图

为了研究磁动势的空间分布, 把气隙圆周展开成一直线, 横坐标放在定子内圆表面上, 且表示沿气隙圆周方向的空间距离, 用电角度 α 量度; 选线圈 AX 的轴线作为纵坐标, 纵坐标表示线圈磁动势的大小, 用 f_c 表示, 如图 9-1(b) 所示。

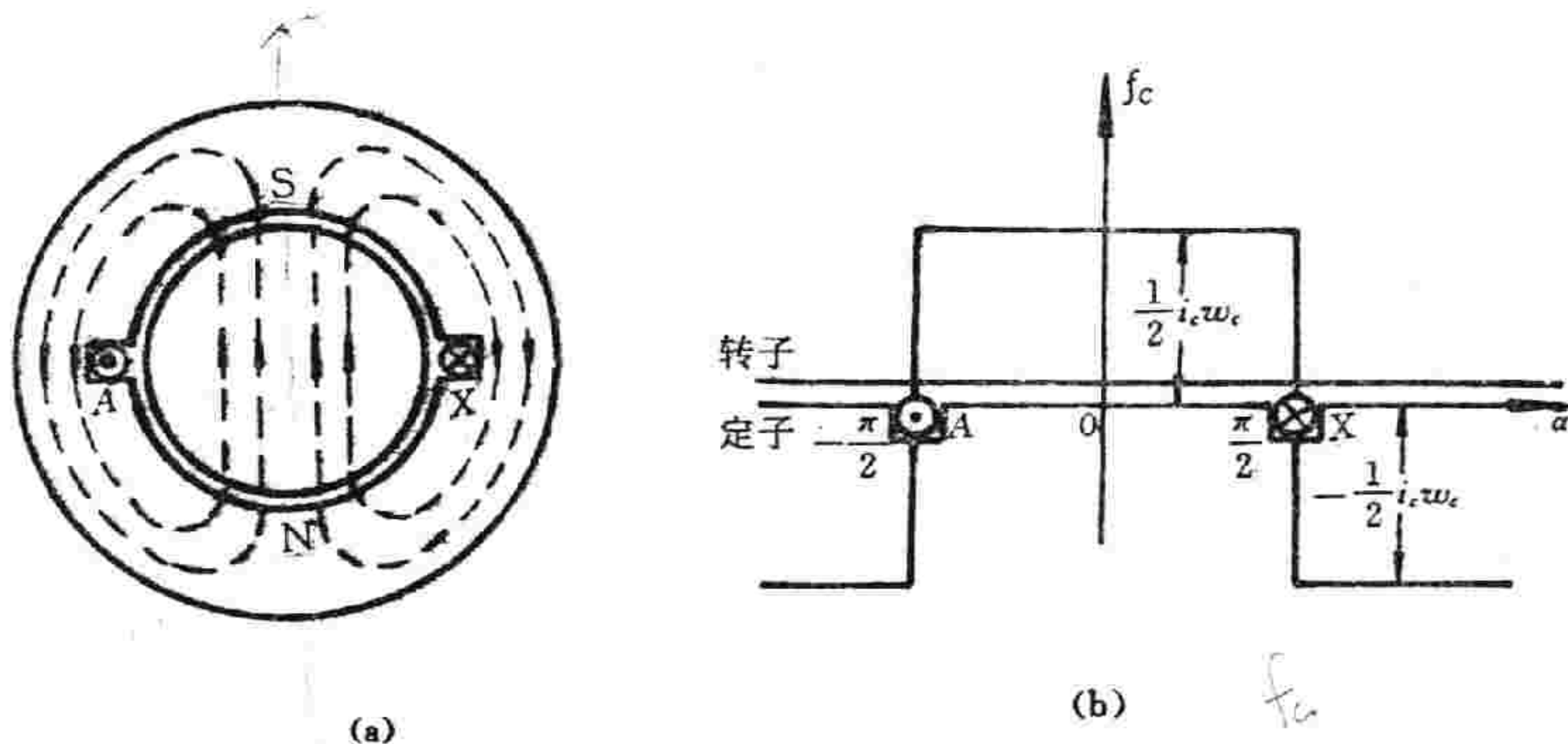


图 9-1 整距线圈的磁动势

由于不论离开线圈边 A 或 X 是远还是近, 磁力线所包围的全电流都是 $i_c w_c$, 所以气隙中磁动势处处相等, 若仍规定磁动势方向由定子到转子为正, 则整距线圈磁动势可表示为:

$$f_c(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2}i_c w_c & (-\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}) \\ -\frac{1}{2}i_c w_c & (\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2}) \end{cases}$$

作出 $f_c(\alpha)$ 的分布曲线为一矩形波, 如图 9-1(b) 所示。

若线圈中电流随时间按余弦规律变化, 即 $i_c = \sqrt{2} I_c \cos \omega t$ 时, 则线圈磁动势为

$$f_c(\alpha, t) = \pm \frac{1}{2} \sqrt{2} I_c w_c \cos \omega t = F_{cm}(\alpha) \cos \omega t \quad (9-1)$$

$$\text{式中 } F_{cm}(\alpha) = \frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c = F_{cm} \quad (-\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2})$$

$$F_{cm}(\alpha) = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c = -F_{cm} \quad (\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2})$$

为矩形波磁动势的最大幅值。

图 9-2 画出了当时间 $\omega t = 0, \pi/3, \pi/2, 2\pi/3, \pi$ 等几个瞬间线圈磁动势 $f_c(\alpha, t)$ 的变化情况。从图可以看出, 在不同时间里, 线圈磁动势 $f_c(\alpha, t)$ 在气隙空间的分布都呈矩形波, 但其幅值在时间上却按余弦规律变化。这种空间位置固定、幅值随时间变化的波在物理学中称为驻波, 或称脉振波, 故这种磁动势可称为脉振磁动势 (pulsating m. m. f)。由于当 $\omega t = 0$ 时, 电流达最大值, 矩形波磁动势的幅值也达最大; 当 $\omega t = \pi/2$ 时, 电流为零, 矩形波磁动势也为零; 当电流为负时, 磁动势也随着改变方向, 所以脉振磁动势的脉振频率与电流交变的频率相同。

2. 磁动势的谐波分析

由于整距线圈的磁动势在空间呈周期性的矩形分布,因此可以按傅里叶级数分解成基波和一系列高次谐波磁动势。由图 9-1(b)可知,磁动势波依直轴和交轴对称,级数只含余弦项和奇数项,且无常数项。于是矩形波磁动势用傅里叶级数可表示为:

$$F_{cm}(\alpha) = F_{cm1}\cos\alpha + F_{cm3}\cos3\alpha + F_{cm5}\cos5\alpha + \dots + F_{cm\nu}\cos\nu\alpha + \dots \quad (9-2)$$

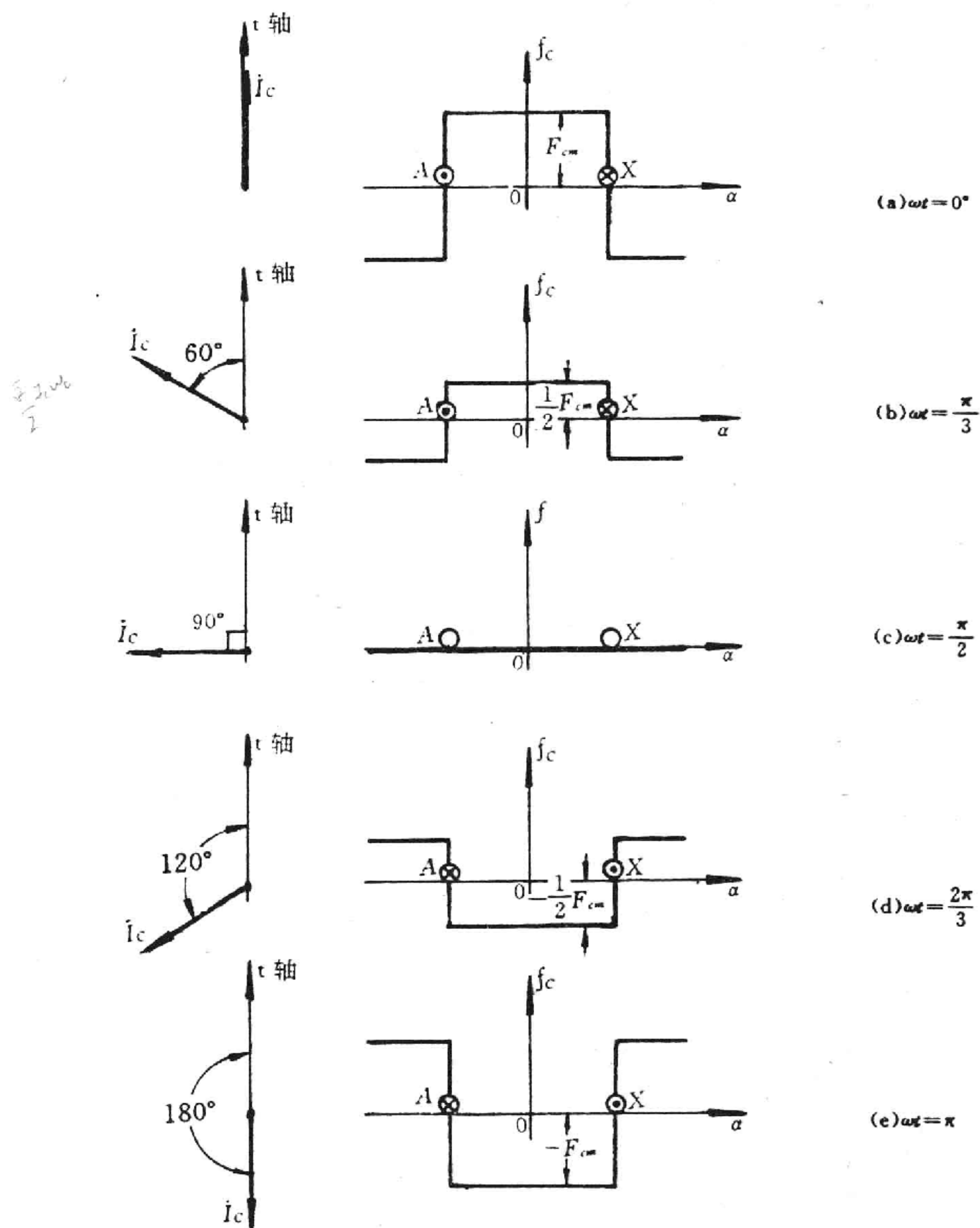


图 9-2 线圈磁动势随电流脉振情况

ν 次谐波磁动势的最大幅值 $F_{cm\nu}$ 可按傅里叶级数确定系数的方法求得。

$$\begin{aligned} F_{cm\nu} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_{cm}(\alpha) \cos\nu\alpha \, d\alpha \\ &= \frac{4}{\pi} F_{cm} \frac{1}{\nu} \sin\nu \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

$$= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \quad (9-3)$$

式中 $\sin \nu \frac{\pi}{2}$ 是表示傅里叶级数各项的正负的, 当 $\nu=1, 5, 9, 13 \dots$ 时, 其磁动势为正, 而当 $\nu=3, 7, 11, 15 \dots$ 时, 其磁动势为负。

将式(9-3)代入式(9-2)和式(9-1)中, 则整距线圈的脉振磁动势方程式为

$$f_c(\alpha, t) = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c [\cos \alpha - \frac{1}{3} \cos 3\alpha + \frac{1}{5} \cos 5\alpha + \dots + \frac{1}{\nu} \cos \nu \alpha \sin \nu \frac{\pi}{2} + \dots] \cos \omega t \quad (9-4)$$

其中基波磁动势为

$$\begin{aligned} f_{c1} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c \cos \omega t \cos \alpha \\ &= F_{cm1} \cos \omega t \cos \alpha = F_{c1} \cos \alpha \end{aligned} \quad (9-5)$$

$$F_{cm1} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c = 0.9 I_c w_c \quad (9-6)$$

为基波磁动势最大值,

$$\begin{aligned} F_{c1} &= F_{cm1} \cos \omega t \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c w_c \cos \omega t = 0.9 I_c w_c \cos \omega t \end{aligned} \quad (9-7)$$

为基波磁动势的幅值。

ν 次谐波磁动势为

$$\begin{aligned} f_{c\nu} &= \left(\frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \right) \cos \omega t \cos \nu \alpha \\ &= F_{cm\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha \\ &= F_{c\nu} \cos \nu \alpha \end{aligned} \quad (9-8)$$

$$F_{cm\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} = \frac{0.9}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \quad (9-9)$$

为 ν 次谐波磁动势的最大幅值, 它的大小为基波磁动势最大幅值的 $1/\nu$ 倍。

$$\begin{aligned} F_{c\nu} &= F_{cm\nu} \cos \omega t \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \cos \omega t \\ &= \frac{0.9}{\nu} I_c w_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \cos \omega t \end{aligned} \quad (9-10)$$

为 ν 次谐波磁动势的幅值。

由此可知, 一整距线圈的磁动势沿气隙空间的分布为一矩形波, 它可分解成基波和一系列高次谐波。基波和各次谐波都是空间电角度 α 的不同函数, 它们的幅值都随时间 t 以相同的频率脉振, 因此它们又是时间 t 的函数。 ν 次谐波磁动势与基波磁动势相比较, 其幅值为基波的 $1/\nu$, 其极距也是基波的 $1/\nu$, 而极对数则为基波的 ν 倍。图 9-3 中画出了基波、三次和五次谐波磁动势的分布图形。

由式(9-5)可知, 基波磁动势在空间按余弦规律分布, 可用空间矢量 F_{c1} 来表示 (F_{c1} 上加一横表示空间矢量, 以区别于时间相量)。矢量的长度代表基波磁动势的幅值, 它随时间而变化,

矢量的位置位于线圈的轴线+A上,矢量的指向与线圈中电流的方向符合右手螺旋定则,如图9-4所示。

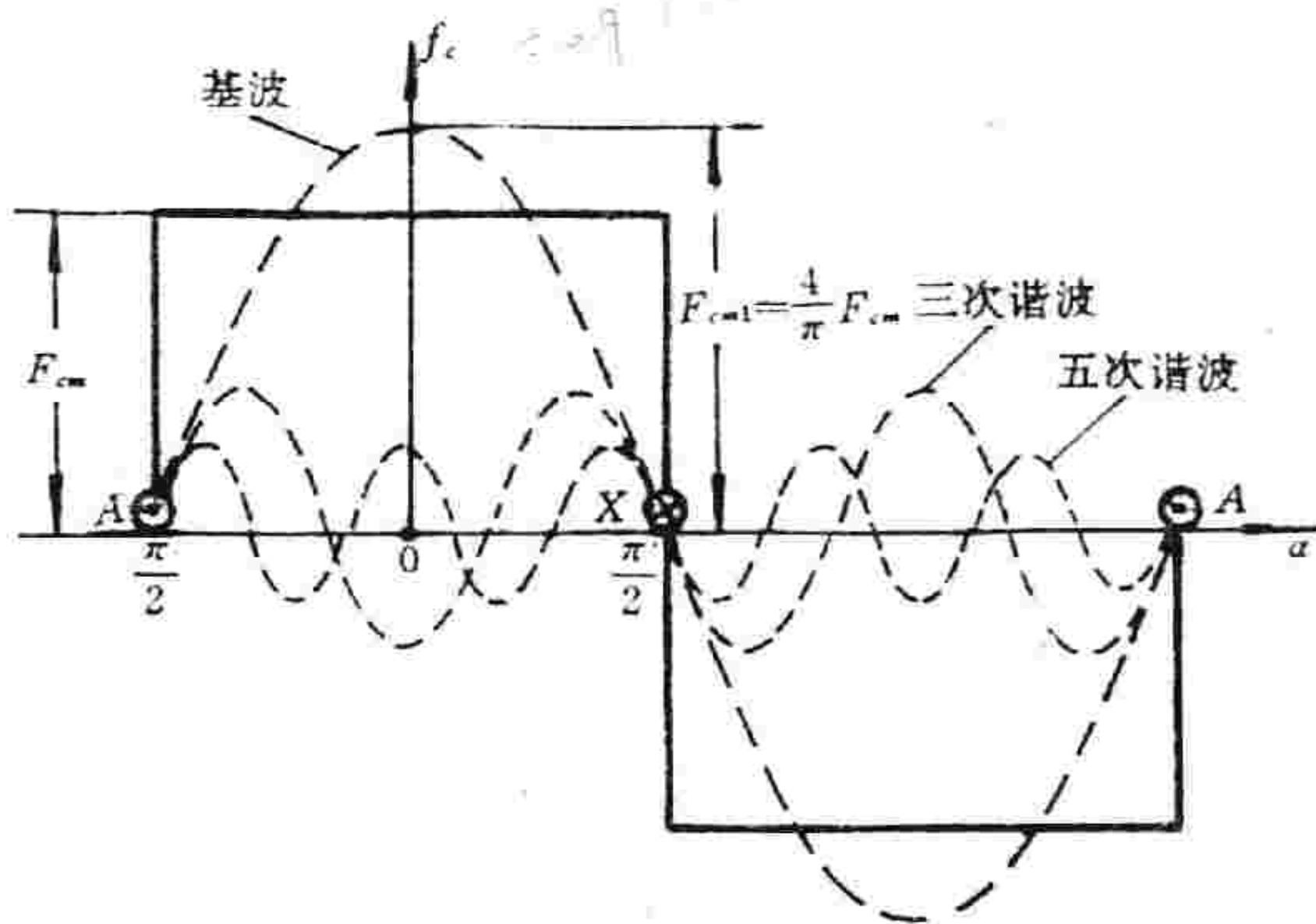


图 9-3 矩形波磁动势的基波及三次、五次谐波分量

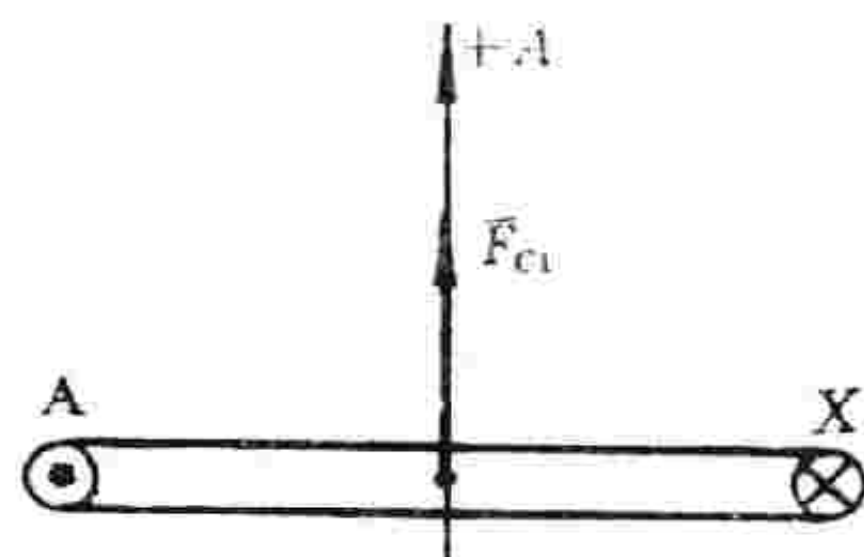


图 9-4 基波磁动势的矢量表示法

二、整距线圈组的磁动势

每极下属于同一相的线圈串联构成一个线圈组。一个线圈组有 q 个线圈,它们在空间相距 α_1 电角度。图 9-5(a)表示了 $q=3$ 的一个整距线圈组。

对于每个整距线圈而言,都要产生一个矩形波磁动势。由于每个线圈的匝数相等而且流过的电流也相同,所以各线圈的磁动势具有相同的幅值,因为相邻线圈在空间彼此错开一个槽间角 α_1 ,所以各矩形波磁动势在空间亦相隔 α_1 电角度。把 3 个矩形波磁动势逐点相加,即得 $q=3$ 的整距线圈组的磁动势空间分布,如图 9-5(b)中粗线所示,它为一阶梯形波。

可将各个线圈的矩形波磁动势分解为基波和一系列高次谐波磁动势。图 9-5(c)中曲线 1、2、3 分别表示三个整距线圈的基波磁动势,其幅值相等,但在空间依次相差 α_1 电角度。把三个线圈的基波磁动势逐点相加,便可得到基波合成磁动势,如曲线 4 所示。

基波磁动势可用空间矢量表示。矢量长度代表基波磁动势幅值,矢量位于线圈轴线上,而且 q 个基波磁动势矢量依次相差 α_1 空间电角度。把 q 个基波磁动势矢量相加,即得线圈组的基波合成磁动势矢量 F_{q1} ,如图 9-5(d)所示。不难看出,用磁动势矢量求线圈组合成磁动势的方法与用电动势相量求线圈组电动势的方法相同。因而沿用求线圈组电动势的方法,可得线圈组的基波合成磁动势幅值 F_{q1} 为

$$F_{q1} = qF_{c1} \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = qF_{c1} k_{q1} \quad (9-11)$$

式中 $k_{q1} = \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}}$ 称为基波磁动势的分布因数。它和计算基波电动势的分布因数公式一样,

只是磁动势分布因数公式中的 α_1 为空间角。电动势分布因数公式中的 α_1 为时间角,其意义是表示 q 个分布线圈的基波合成磁动势与这 q 个线圈集中在同一槽中时基波合成磁动势的比值。

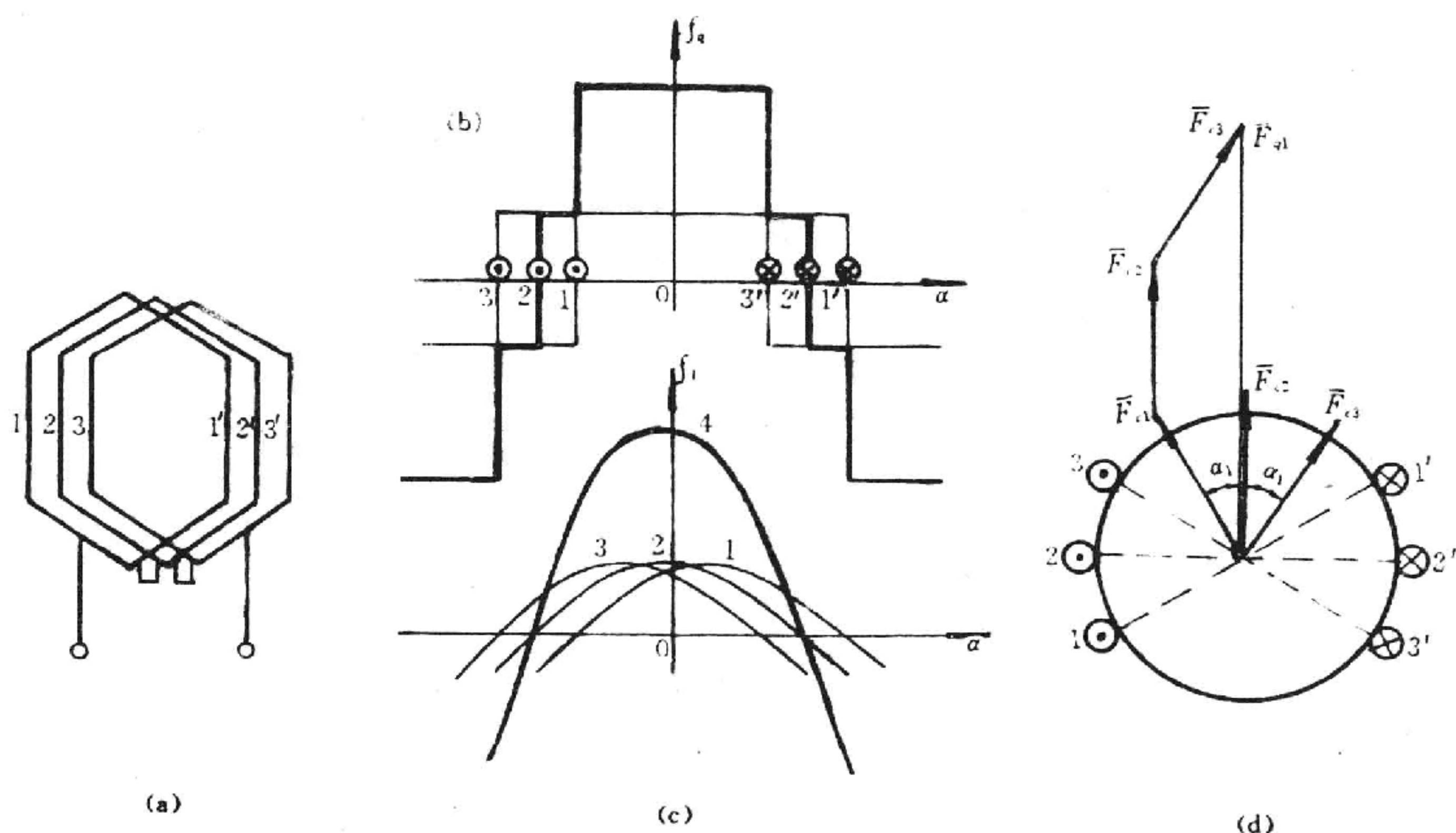


图 9-5 整距线圈组的磁动势($q=3$)

同理,可求得整距线圈组 ν 次谐波合成磁动势的幅值及其分布因数为

$$F_{\nu} = q F_{\alpha} k_{\nu} \quad (9-12)$$

$$k_{\nu} = \frac{\sin \frac{\nu q \alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\nu \alpha_1}{2}}$$

把式(9-7)代入式(9-11)即得一个整距线圈组的基波磁动势幅值。

$$\begin{aligned} F_{q1} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c q w_c k_{q1} \cos \omega t \\ &= 0.9 I_c q w_c k_{q1} \cos \omega t = F_{qm1} \cos \omega t \end{aligned} \quad (9-13)$$

式中

$$F_{qm1} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c q w_c k_{q1} = 0.9 I_c q w_c k_{q1} \quad (9-14)$$

为一个整距线圈组的磁动势的最大幅值。 $(q w_c)$ 为一个线圈组的匝数。于是,一个整距线圈组的基波磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{q1} &= F_{q1} \cos \alpha = F_{qm1} \cos \omega t \cos \alpha \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c (q w_c) k_{q1} \cos \omega t \cos \alpha \end{aligned} \quad (9-15)$$

同理可得一个整距线圈组的 ν 次谐波磁动势表达式为

$$f_{\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c (q w_c) k_{\nu} \sin \nu \frac{\pi}{2} \cos \omega t \cos \nu \alpha$$

$$\begin{aligned}
&= F_{q\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha \\
&= F_{q\nu} \cos \nu \alpha
\end{aligned} \tag{9-16}$$

式中 $F_{q\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c(qw_c) k_{q\nu} \sin \nu \frac{\pi}{2}$ (9-17)

为一个整距线圈 ν 次谐波磁动势的最大幅值；

$$F_{q\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c(qw_c) k_{q\nu} \sin \nu \frac{\pi}{2} \cos \omega t \tag{9-18}$$

为一个整距线圈 ν 次谐波磁动势的幅值

由以上分析可知，采用分布绕组后，其合成磁动势要比集中线圈时为小，需乘上一个小于 1 的分布因数。和分析电动势时一样，分布绕组也可削弱磁动势中的高次谐波以改善磁动势的空间分布波形。

三、双层短距线圈组的磁动势

图 9-6(a) 表示 $q=3, \tau=9, y=8$ 的双层短距绕组中一对极下属于同一相的两个线圈组。由于绕组所产生的磁动势波形只与槽中导体电流大小和方向以及导体在槽内的分布有关，而与导体间连接的先后次序无关。因此，原来由 1-9'、2-10'、3-11' 和 10-18'、11-19'、12-20' 所组成的两个短距线圈组，就其磁动势来说，可以把它们的上层边看作一个 $q=3$ 的整距线圈组，再把它们的下层边看作另一个 $q=3$ 的整距线圈组，如图 9-6(b) 所示。这两个整距线圈组在空间错开 β 电角度，这 β 角恰好等于线圈节距缩短的电角度，即 $\beta = (180^\circ - \gamma) = \frac{\tau - y}{\tau} \times 180^\circ$ 。从而这两个整距线圈组产生的基波磁动势在空间相位上也应错开 β 电角度。图 9-6(c) 中，曲线 1、2 分别表示上层和下层线圈组的基波磁动势波形。将这两条曲线相加，即得双层短距线圈组的基波磁动势，如曲线 3 所示。

两个整距线圈组的基波磁动势可用空间矢量表示。上层线圈组的基波磁动势 $F_{q1(\text{上})}$ 与下层线圈组的基波磁动势 $F_{q1(\text{下})}$ 之间相隔 β 电角度，由矢量相加即可得到一对极下两短距线圈组的基波合成磁动势幅值 F_{q1} ，如图 9-6(d) 所示。由矢量图可知

$$F_{q1} = 2F_{q1(\text{上})} \cos \frac{\beta}{2} = 2F_{q1(\text{上})} k_{y1} \tag{9-19}$$

式中 $k_{y1} = \cos \frac{\beta}{2} = \cos[(1 - \frac{y}{\tau})90^\circ] = \sin(\frac{y}{\tau}90^\circ)$ 为基波磁动势的节距因数。它和计算基波电动势的节距因数公式一样。 $F_{q1(\text{上})}$ 为整距线圈组磁动势，把式(9-13)代入(9-19)即得

$$\begin{aligned}
F_{q1} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c(2qw_c) k_{y1} k_{q1} \cos \omega t \\
&= 0.9 I_c(2qw_c) k_{w1} \cos \omega t = F_{q\nu 1} \cos \omega t
\end{aligned} \tag{9-20}$$

式中 $k_{w1} = k_{y1} k_{q1}$ 为基波磁动势的绕组因数。

$F_{q\nu 1} = 0.9 I_c(2qw_c) k_{w1}$ 为一对极下两短距线圈组的基波合成磁动势最大幅值。

同理可得 ν 次谐波磁动势的幅值和节距因数为

$$\begin{aligned}
F_{q\nu} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} I_c(2qw_c) k_{y\nu} k_{q\nu} \cos \omega t \\
&= \frac{0.9}{\nu} I_c(2qw_c) k_{w\nu} \cos \omega t \\
&= F_{q\nu} \cos \omega t
\end{aligned} \tag{9-21}$$

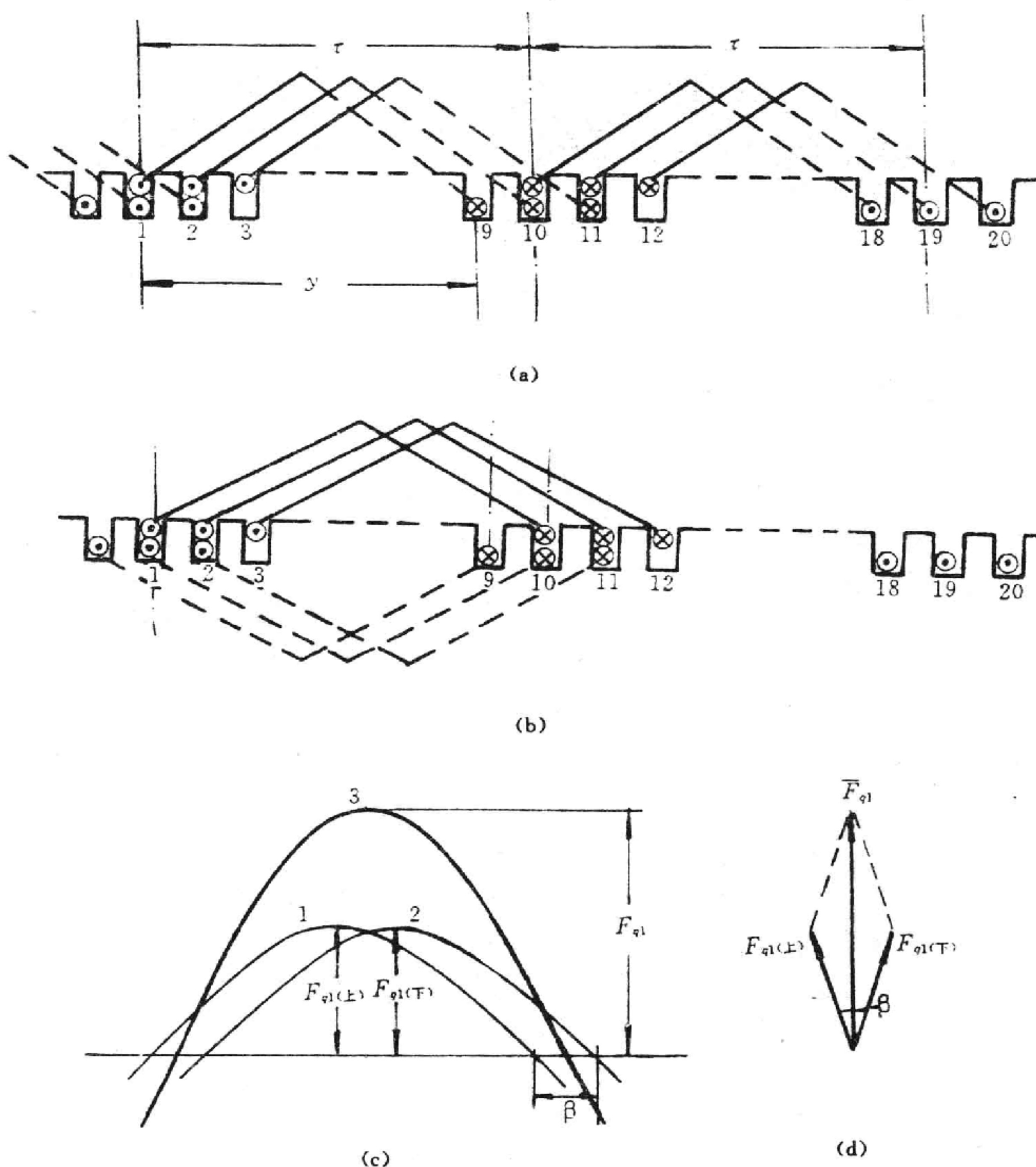


图 9-6 双层短距线圈组的磁动势

式中 $k_y = \sin \nu (\frac{y}{\tau} 90^\circ)$ 为 ν 次谐波磁动势的节距因数。当 $y = \tau$ 时, $k_y = \sin \nu \frac{\pi}{2}$, 即为式(9-18)中用来确定磁动势正负的因数。

$k_w = k_y \cdot k_q$ 为 ν 次谐波磁动势的绕组因数。

$F_{q\nu} = \frac{0.9}{\nu} I_c (2q w_c) k_w$ 为一对极下两短距线圈组的 ν 次谐波合成磁动势最大幅值。

于是, 一对极下双层短距线圈组的基波和 ν 次谐波磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{q1} &= F_{q1} \cos \alpha = F_{q\nu 1} \cos \omega t \cos \alpha \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_c (2q w_c) k_{w1} \cos \omega t \cos \alpha \end{aligned} \quad (9-22)$$

$$\begin{aligned}
 f_{qv} &= F_{qv} \cos v\alpha = F_{qv} \cos \omega t \cos v\alpha \\
 &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{v} I_c (2q\omega_c) k_{wv} \cos \omega t \cos v\alpha
 \end{aligned} \quad (9-23)$$

和分析电动势时一样,短距绕组也可削弱磁动势中的高次谐波。若要消除 v 次谐波磁动势,只要取节距 $y = \frac{v-1}{v} \tau$ 就可达到。

四、一相绕组的磁动势

以上讨论的是一对极下的磁动势情况,对于多对极电机,由于各对极下的磁动势和磁阻组成一个个对称的分支磁路,每相绕组处在各对极下的部分所产生的磁动势不作用在同一磁路上不能相加,所以一相绕组的磁动势就等于一对极下一相线圈的磁动势。例如图 9-7(a) 表示 4 极整距线圈产生的磁场,由图可见,若线圈匝数仍为 ω_c ,线圈中电流仍为 i_c ,则气隙磁动势仍为 $\frac{1}{2} i_c \omega_c$,其磁动势分布如图 9-7(b) 所示。

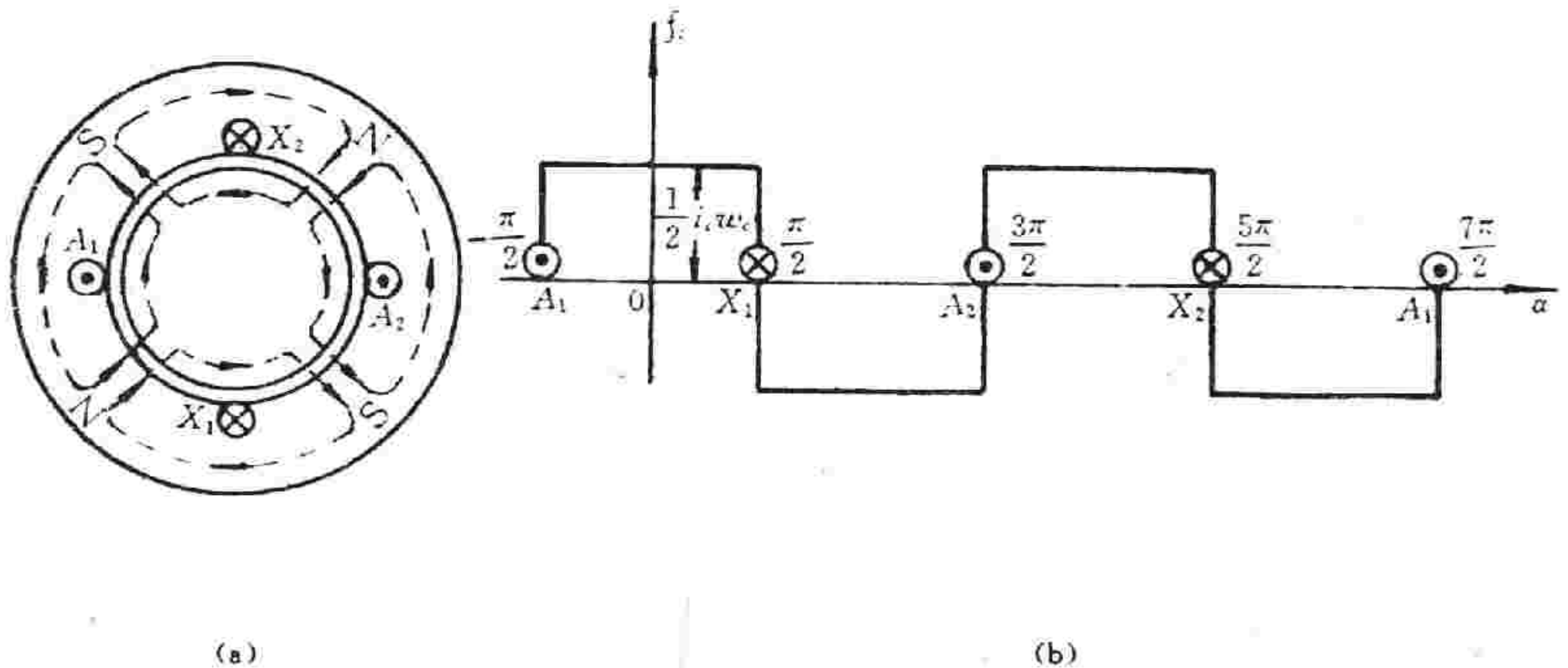


图 9-7 四极整距线圈的磁场及磁动势分布

由于一相绕组的磁动势等于一对极下一相线圈组的磁动势,对于双层绕组,一对极下一相有两个线圈组,所以式(9-22)、(9-23)即为一相绕组的基波和谐波磁动势表达式。但在计算磁动势时,习惯用每相绕组的串联匝数 w 和相电流有效值 I 来表示。对于双层绕组,一相共有 $2p$ 个线圈组,而一个线圈组有 $q\omega_c$ 匝,所以一相总匝数为 $2pq\omega_c$,设并联支路数为 a ,则每相绕组一条支路串联匝数为 $w = \frac{2pq\omega_c}{a}$ (或称一相串联匝数),将 $2q\omega_c = \frac{a}{p} w$ 和线圈电流 $I_c = \frac{I}{a}$ 代入式(9-22)和(9-23),即得一相绕组基波和谐波磁动势表达式。

其基波磁动势表达式为

$$\begin{aligned}
 f_{m1} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{I w}{p} k_{w1} \cos \omega t \cos \alpha \\
 &= 0.9 \frac{I w}{p} k_{w1} \cos \omega t \cos \alpha \\
 &= F_{m1} \cos \omega t \cos \alpha = F_{m1} \cos \alpha
 \end{aligned} \quad (9-24)$$

式中

$$F_{m1} = 0.9 \frac{I w}{p} k_{w1} \quad (\text{安/极}) \quad (9-25)$$

为一相绕组基波磁动势的最大幅值；

$$F_{\varphi 1} = 0.9 \frac{Iw}{p} k_{w1} \cos \omega t \quad (\text{安/极}) \quad (9-26)$$

为一相绕组基波磁动势的幅值。

其 ν 次谐波磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{\varphi \nu} &= \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\nu} \frac{Iw}{p} k_{w\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha \\ &= \frac{0.9}{\nu} \frac{Iw}{p} k_{w\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha \\ &= F_{\varphi m \nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha = F_{\varphi \nu} \cos \nu \alpha \end{aligned} \quad (9-27)$$

$$\text{式中} \quad F_{\varphi m \nu} = \frac{0.9 Iw}{\nu p} k_{w\nu} \quad (\text{安/极}) \quad (9-28)$$

为一相绕组 ν 次谐波磁动势的最大幅值；

$$F_{\varphi \nu} = \frac{0.9}{\nu} \frac{Iw}{p} k_{w\nu} \cos \omega t \quad (\text{安/极}) \quad (9-29)$$

为一相绕组 ν 次谐波磁动势的幅值。

对于单层绕组，一对极下一相只有一个整距线圈组，一相共有 p 个整距线圈组，一相总匝数为 $pq w_c$ ，所以每相绕组一条支路串联匝数为 $w = \frac{pq w_c}{a}$ ，以 $q w_c = \frac{a}{p} w$ 和 $I_c = \frac{I}{a}$ 代入式(9-15)、(9-16)，可得和式(9-24)、(9-27)相同的一相基波和谐波磁动势表达式。

最后，可以写出一相绕组磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{\varphi} &= 0.9 \frac{Iw}{p} \left[k_{w1} \cos \alpha + \frac{1}{3} k_{w3} \cos 3\alpha + \frac{1}{5} k_{w5} \cos 5\alpha + \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\nu} k_{w\nu} \cos \nu \alpha + \dots \right] \cos \omega t \end{aligned} \quad (9-30)$$

五、脉振磁动势的分解

如上所述，一相绕组的磁动势为在空间按一定波形分布的脉振磁动势，它可分为基波和一系列高次谐波，通常把这些谐波分别单独处理，但有时为了便于说明问题，也常将在空间按余弦(或正弦)分布，在时间上作余弦(或正弦)脉振的磁动势分解为两个大小相等、幅值不变、转速相同、但转向相反的两个在空间旋转的磁动势。现以基波脉振磁动势说明。

把式(9-24)按三角函数公式进行分解，可写成

$$\begin{aligned} f_{\varphi 1} &= F_{\varphi m 1} \cos \omega t \cos \alpha = \frac{1}{2} F_{\varphi m 1} \cos(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\varphi m 1} \cos(\omega t + \alpha) \\ &= f'_{\varphi 1} + f''_{\varphi 1} \end{aligned}$$

上式表明，一个脉振磁动势可以分解为两个幅值为 $\frac{1}{2} F_{\varphi m 1}$ 的磁动势，它们也是时间 t 和空间 α 的函数。先分析第一项：

$$f'_{\varphi 1} = \frac{1}{2} F_{\varphi m 1} \cos(\omega t - \alpha) \quad (9-31)$$

可以看出，若时间 t 一定，则 $f'_{\varphi 1}$ 是一个空间按余弦分布的波；当空间位置 α 一定，则 $f'_{\varphi 1}$ 是一个随时间按余弦变化的波，其幅值都是 $\frac{1}{2} F_{\varphi m 1}$ 。假如取幅值 $\frac{1}{2} F_{\varphi m 1}$ 这一点来研究，该值所对应的 t 和 α 必须满足 $\omega t - \alpha = 0^\circ$ 这个条件。从这个条件看，如果时间 t 变化，则出现幅值的空间位置 α

也要变化,意即随着时间的推移,波的幅值也在移动,磁动势波上某一点的移动情况,也是整个磁动势 f_m 的移动情况。图 9-8 表示了 $\omega t=0, \frac{\pi}{2}, \pi$ 三个瞬间磁动势波移动的位置。

由此可知,随着时间的增长,这个磁动势波往 α 正方向移动,物理学中称为行波。由于该磁动势在电机气隙里的移动实际上为旋转,所以这种磁动势称为正向旋转磁动势 (rotating m. f.)。

旋转磁动势波上任何点的移动方向和转速就代表了整个旋转波的方向和转速。因此,可选取最大幅值那一点来研究。出现该点的条件是 $\omega t - \alpha = 0^\circ$, 或 $\alpha = \omega t$ 。把 α 对 t 求导,即可求得对应于波幅这一点(也就是旋转磁动势波)的角速度。

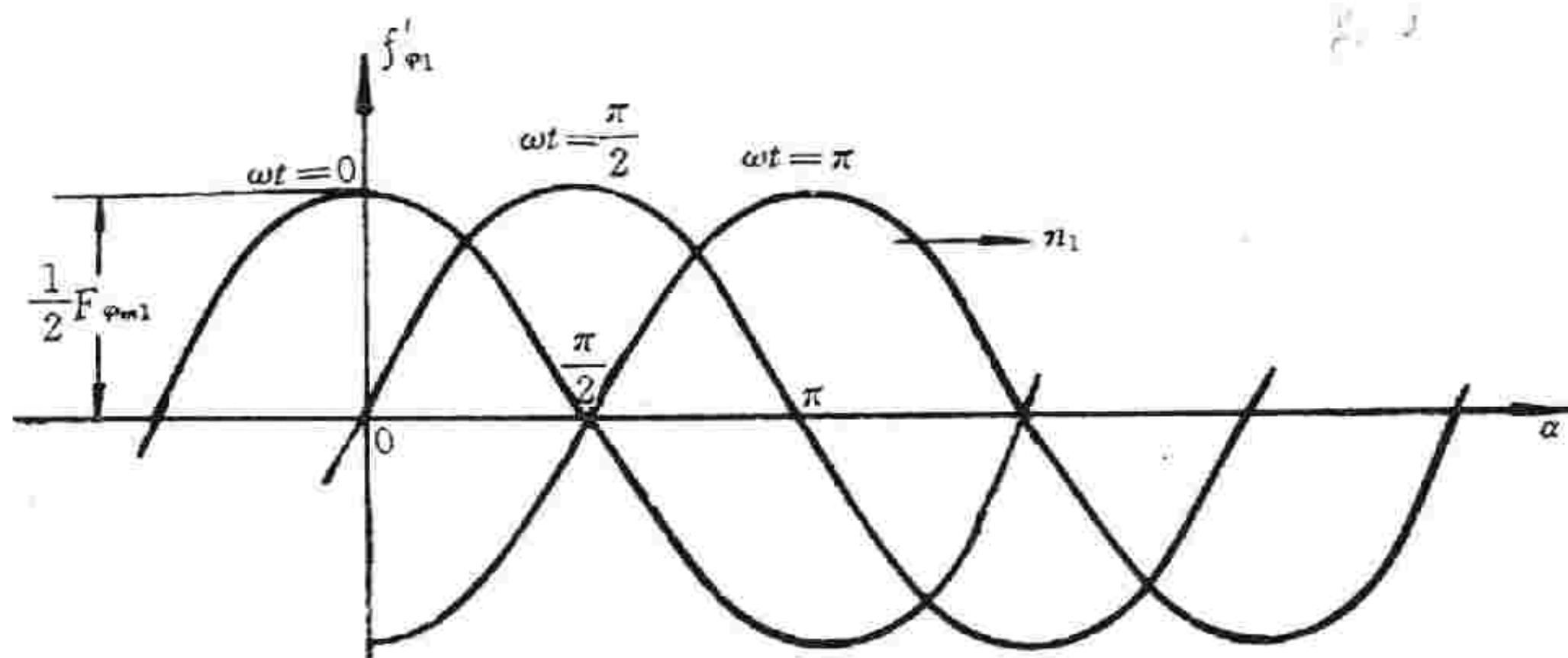


图 9-8 正转的基波旋转磁动势

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega t) = \omega = 2\pi f \quad (\text{电弧度/秒}) \quad (9-32)$$

即该旋转磁动势的角速度等于电流的角频率,且朝 $+\alpha$ 方向旋转。在电机里,习惯用每分钟转数来表示旋转速度。由于该旋转磁动势每秒钟转 ω 电弧度,每分钟转 60ω 电弧度,而旋转一周为 $p \cdot 2\pi$ 电弧度,所以旋转磁动势的转速为

$$n_1 = \frac{60\omega}{p \cdot 2\pi} = \frac{60 \cdot 2\pi f}{p \cdot 2\pi} = \frac{60f}{p} \quad (9-33)$$

该转速与同步电机转子转速一样,称为同步速。

同理,可推断出第二项 $f''_m = \frac{1}{2} F_{\varphi_{m1}} \cos(\omega t + \alpha)$ 也是一幅值不变的旋转磁动势。由于出现最大幅值的条件是 $\omega t + \alpha = 0^\circ$, 所以其转速为

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\omega = -2\pi f$$

$$n_1 = -\frac{60f}{p}$$

即转速与 f'_m 的相同,但转向相反(往 $-\alpha$ 方向旋转)。

基波脉振磁动势可以分解成两个幅值相等,转速相同,转向相反的旋转磁动势,也可用图 9-9 中的波形分解和矢量分解来说明。

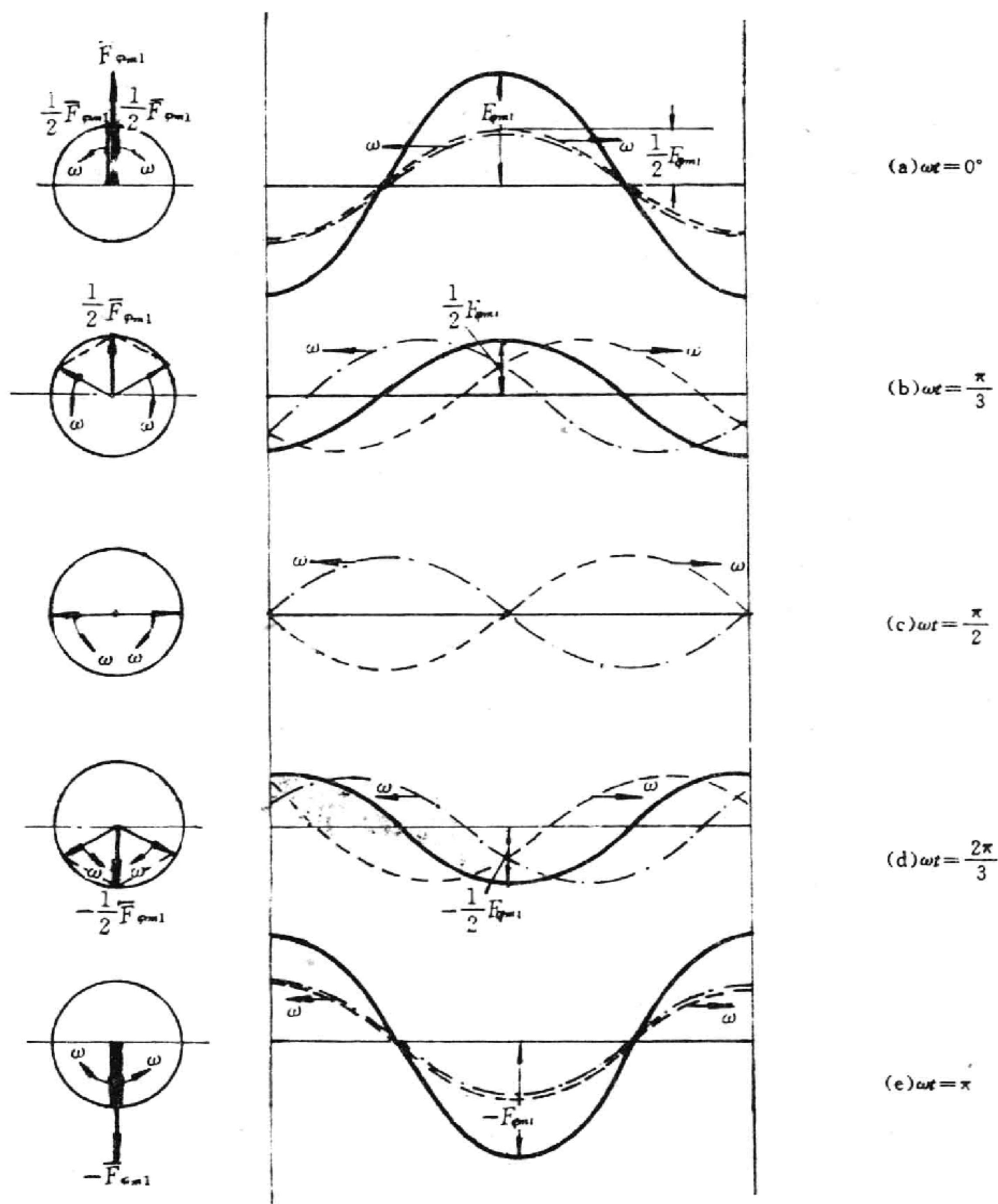


图 9-9 基波脉振磁动势分解为两个旋转磁动势

综合以上所述,可得如下结论:

- (1) 一相绕组的磁动势为一空间位置固定、幅值随时间变化的脉振磁动势,脉振的频率等于电流的频率,脉振磁动势的幅值位于相绕组的轴线上。
- (2) 一相绕组的基波和谐波磁动势表达式为

$$\begin{aligned}
f_{\varphi 1} &= 0.9 \frac{Iw}{p} k_{w1} \cos \omega t \cos \alpha \\
&= F_{\varphi m1} \cos \omega t \cos \alpha = F_{\varphi 1} \cos \alpha \\
f_{\varphi \nu} &= \frac{0.9}{\nu} \frac{Iw}{p} k_{w\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha \\
&= F_{\varphi m\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha = F_{\varphi \nu} \cos \nu \alpha
\end{aligned}$$

式中 $F_{\varphi m1}$ 、 $F_{\varphi m\nu}$ 分别为基波和谐波脉振磁动势的最大幅值,它与电流的最大值成正比。

$F_{\varphi 1}$ 、 $F_{\varphi \nu}$ 分别为基波和谐波脉振磁动势的幅值,它与电流的瞬时值成正比。

(3) 一相绕组的基波(或谐波)脉振磁动势可以分解成两个幅值相等,转速相同,转向相反的旋转磁动势。

§ 9-3 三相绕组的磁动势

为研究方便,这里把三相绕组的每一相用一等效的单层整距集中绕组来代替,该等效绕组的匝数等于实际一相串联匝数 w 乘以绕组因数 k_{w1} , $k_{w1}w$ 称为一相的有效匝数。三相绕组在空间互差 120° 电角度,图 9-10 为一对极电机的三相等效绕组示意图。

如果三相等效绕组里通过三相对称电流,则每相均产生一脉振磁动势,把三个相绕组的磁动势进行合成。即得三相绕组的合成磁动势。合成的方法有数学分析法,波形合成法,矢量合成法等。逐一用这些方法分析,可进一步揭示绕组磁动势的规律。

先分析基波,再分析高次谐波。总的磁动势是两者的叠加。

一、三相绕组的基波磁动势

磁动势是空间和时间的双重函数,在分析之前,首先要规定它的空间和时间参考坐标。

空间坐标(相轴)——以 A 相绕组轴线作为纵坐标,表示磁动势。横坐标放在定子内圆表面,且以逆时针方向作为正向,以 α 电角度量度。如图 9-11(a)所示。

时间坐标(时轴)——以 t 轴作为时间轴, A 相电流最大作为时间的起点,以逆时针方向为正向,用 ωt 量度,如图 9-11(b)所示。

选定时间坐标后,三相电流的表达式为

$$\left. \begin{aligned}
i_A &= \sqrt{2} I \cos \omega t \\
i_B &= \sqrt{2} I \cos (\omega t - 120^\circ) \\
i_C &= \sqrt{2} I \cos (\omega t - 240^\circ)
\end{aligned} \right\} \quad (9-34)$$

电流仍规定由末端流向首端为正,如图 9-10 所示。

1. 数学分析法

根据图 9-11 中的坐标, A 相绕组的基波磁动势 f_{A1} 可表示为

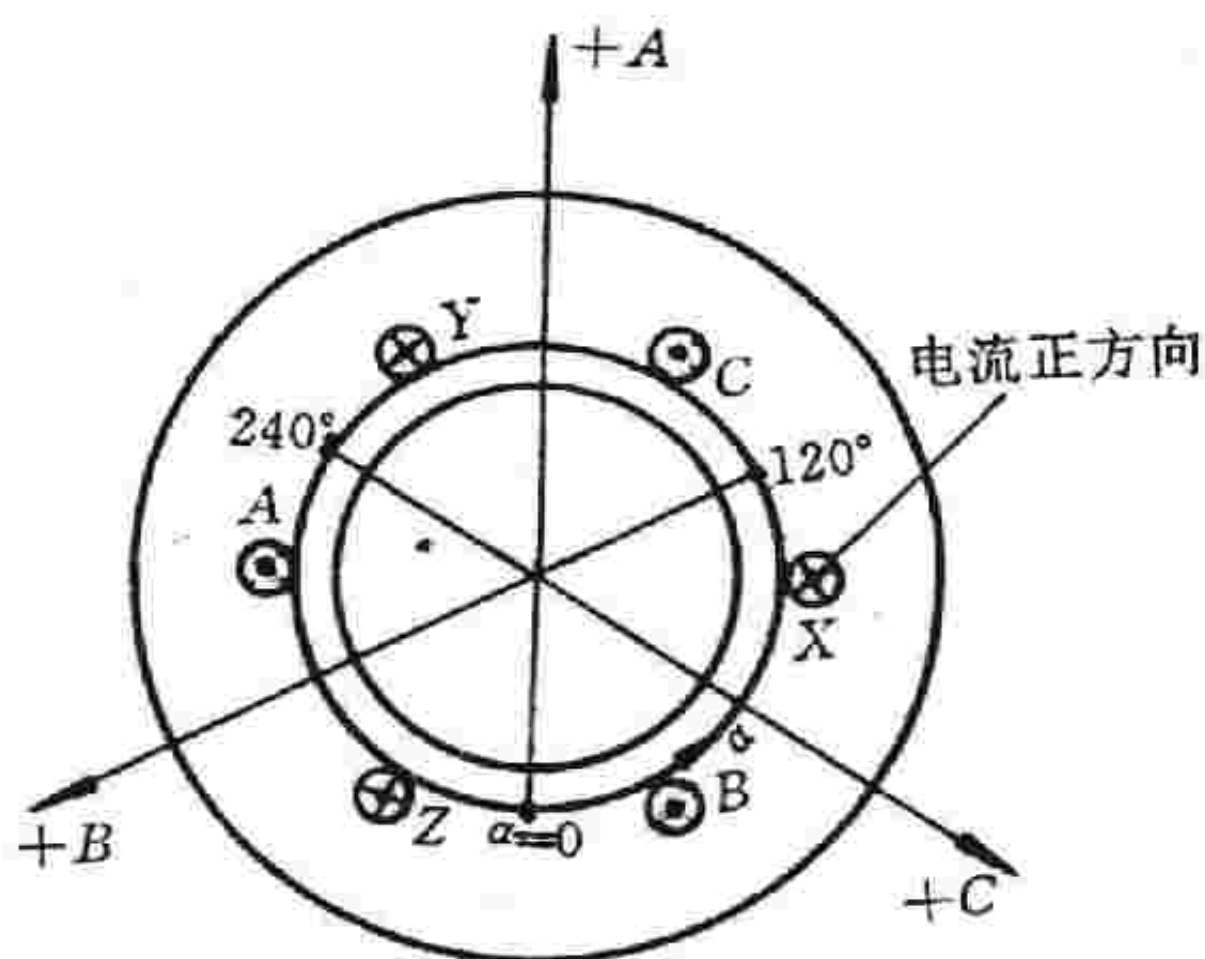


图 9-10 三相等效绕组

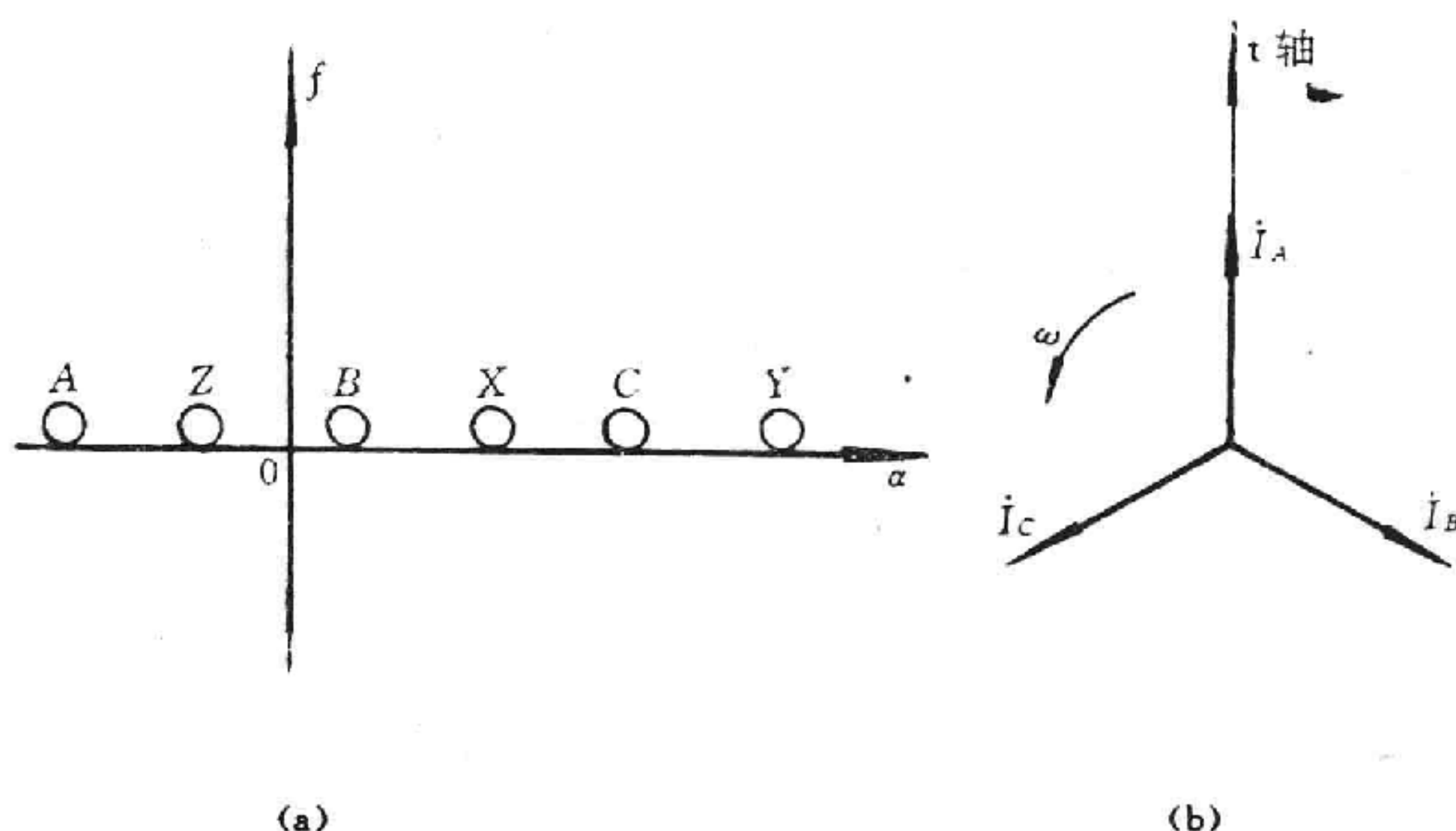


图 9-11 空间和时间坐标

$$f_{A1} = F_{\varphi m1} \cos \omega t \cos \alpha$$

滞后 A 相 120° 时间电角度的 B 相电流 i_B , 通过位于 A 相绕组前面 120° 空间电角度的 B 相绕组产生的基波磁动势 f_{B1} 可表示为

$$f_{B1} = F_{\varphi m1} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ)$$

电流 i_C 通过 C 相绕组产生的基波磁动势 f_{C1} 可表示为

$$f_{C1} = F_{\varphi m1} \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ)$$

式中 $F_{\varphi m1} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{Iw}{p} k_{w1} = 0.9 \frac{Iw}{p} k_{w1}$ (安/极) 为每相绕组基波磁动势的最大幅值。

显然, 各相绕组产生的基波磁动势都是脉振磁动势, 但它们脉振在时间上有先后, 在空间上有相位移。在合成时, 可把每相的基波脉振磁动势分解成两个旋转磁动势, 它们分别为

$$\begin{aligned} f_{A1} &= F_{\varphi m1} \cos \omega t \cos \alpha \\ &= \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t + \alpha) \\ f_{B1} &= F_{\varphi m1} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t + \alpha - 240^\circ) \\ f_{C1} &= F_{\varphi m1} \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ) \end{aligned}$$

三个式中的后面一项是互差 120° 的余弦函数, 加起来等于零, 所以三相基波合成磁动势为

$$\begin{aligned} f_1 &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} = \frac{3}{2} F_{\varphi m1} \cos(\omega t - \alpha) \\ &= F_1 \cos(\omega t - \alpha) \end{aligned} \quad (9-35)$$

$$\text{式中 } F_1 = \frac{3}{2} F_{\varphi m1} = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{Iw}{p} k_{w1} = 1.35 \frac{Iw}{p} k_{w1} \quad (\text{安匝/极}) \quad (9-36)$$

为三相基波合成磁动势的幅值。

式(9-35)与式(9-31)随时间的变化规律一样,由此可知,三相基波合成磁动势为一旋转磁动势,其幅值为一相基波脉振磁动势最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍,旋转方向为 $+\alpha$ 方向,角速度为 ω ,或每分钟转数为 $n = \frac{60f}{p}$ 。

2. 波形合成和矢量合成法

上述结论也可以由波形合成和矢量合成得到。图 9-12 表示了五个不同时刻基波合成磁动势的情况。 $+A$ 、 $+B$ 、 $+C$ 表示三相绕组的轴线,在这三条轴线上,各相磁动势的幅值与该相电流的瞬时值成正比。按照电流的规定正方向由末端流向首端和磁动势方向与电流方向符合右手螺旋定则,即可作出各相基波磁动势的波形图和矢量图。然后将三相磁动势逐点相加,可得三相基波合成磁动势波形,把三相基波磁动势矢量进行合成,即得三相基波合成磁动势的幅值和位置。例如 $\omega t = 0^\circ$ 这一瞬间,此时各相电流瞬时值为 $i_A = \sqrt{2}I$, $i_B = -\frac{\sqrt{2}}{2}I$, $i_C = -\frac{\sqrt{2}}{2}I$ 。A 相电流为正的极大,电流由 X 端流入, A 流出,因此按右手螺旋定则, A 相基波磁动势幅值位于 $+A$ 轴上,其磁动势幅值为 $F_{\phi m1}$ 。由于 B、C 相电流为最大值的一半,且为负值,所以都从首端 B、C 流入,末端 Y、Z 流出,它们的基波磁动势幅值位于 $+B$ 、 $+C$ 的反方向上,其磁动势幅值为 $\frac{1}{2}F_{\phi m1}$ 。合成后的幅值刚好位于 A 相绕组轴线上,其大小等于 $F_{\phi m1}$ 的 $\frac{3}{2}$ 倍。如图 9-12 (a) 所示。

如果时间转过 60° ,即 $\omega t = \frac{\pi}{3}$, $i_A = \frac{\sqrt{2}}{2}I$, $i_B = \frac{\sqrt{2}}{2}I$, $i_C = -\sqrt{2}I$ 。A、B 相电流为正值,所以幅值位于 $+A$ 、 $+B$ 轴上,由于电流为最大值的一半,所以大小等于 $\frac{1}{2}F_{\phi m1}$, C 相电流为负的最大,其幅值位于 $+C$ 轴的反方向上,其大小等于 $F_{\phi m1}$,合成后的幅值刚好位于 $+C$ 轴的反方向上。其大小仍等于 $F_{\phi m1}$ 的 $\frac{3}{2}$ 倍,如图 9-12(b) 所示。依此类推,即可作出其它瞬间的磁动势波形图和矢量图。

由此可知,基波合成磁动势幅值不变,为 $\frac{3}{2}F_{\phi m1}$,随着时间的推移,合成磁动势往 $+\alpha$ 方向移动,当电流变化 60° 时间电角度时,合成磁动势波往 $+\alpha$ 方向移动 60° 空间电角度,也就是说合成基波磁动势的角速度等于电流的角频率。其次还发现,当某相电流最大时,合成磁动势幅值刚好位于某相绕组的轴线上,这一点对于今后确定任意瞬间合成磁动势的位置很有用。

每一相的基波脉振磁动势用两个旋转矢量来表示,也可求出三相基波合成磁动势。例如取 $\omega t = 0^\circ$ 瞬间, A 相电流为正的极大,此时 A 相绕组的磁动势位于 $+A$ 轴,其幅值为极大值 $F_{\phi m1}$,如把它分解为两个旋转磁动势, F'_{A1} 朝 $+\alpha$ 方向旋转,为正转磁动势, F''_{A1} 朝 $-\alpha$ 方向旋转,为反转磁动势,由于 A 相电流为正的极大值,故 F'_{A1} 、 F''_{A1} 都位于 $\alpha = 0^\circ$ 的地方,即 $+A$ 轴处,其大小等于 $\frac{1}{2}F_{\phi m1}$,如图 9-13 所示。 F'_{B1} 、 F''_{B1} 分别为 B 相的正转和反转磁动势,为确定 $\omega t = 0^\circ$ 时,这两个旋转磁动势的位置,可以这样设想,如果 $\omega t = 120^\circ$ 电角度时,那时 B 相电流达正的极大值, B 相脉振磁动势幅值也为正的极大值 $F_{\phi m1}$ 且位于 $+B$ 轴线上 ($\alpha = 120^\circ$ 电角度),此时分解出的 F'_{B1} 、 F''_{B1} 也都位于 $+B$ 轴上,其大小等于 $\frac{1}{2}F_{\phi m1}$ 。显然,当 $\omega t = 0^\circ$ 这一瞬间, F'_{B1} 、 F''_{B1} 都应按各自的转向退回 120° 电角度,如图 9-13 所示位置。同样 F'_{C1} 、 F''_{C1} 分别为 C 相的正转和反转磁动势。它们应按各自的转向后退 240° 电角度,如图 9-13 所示位置。



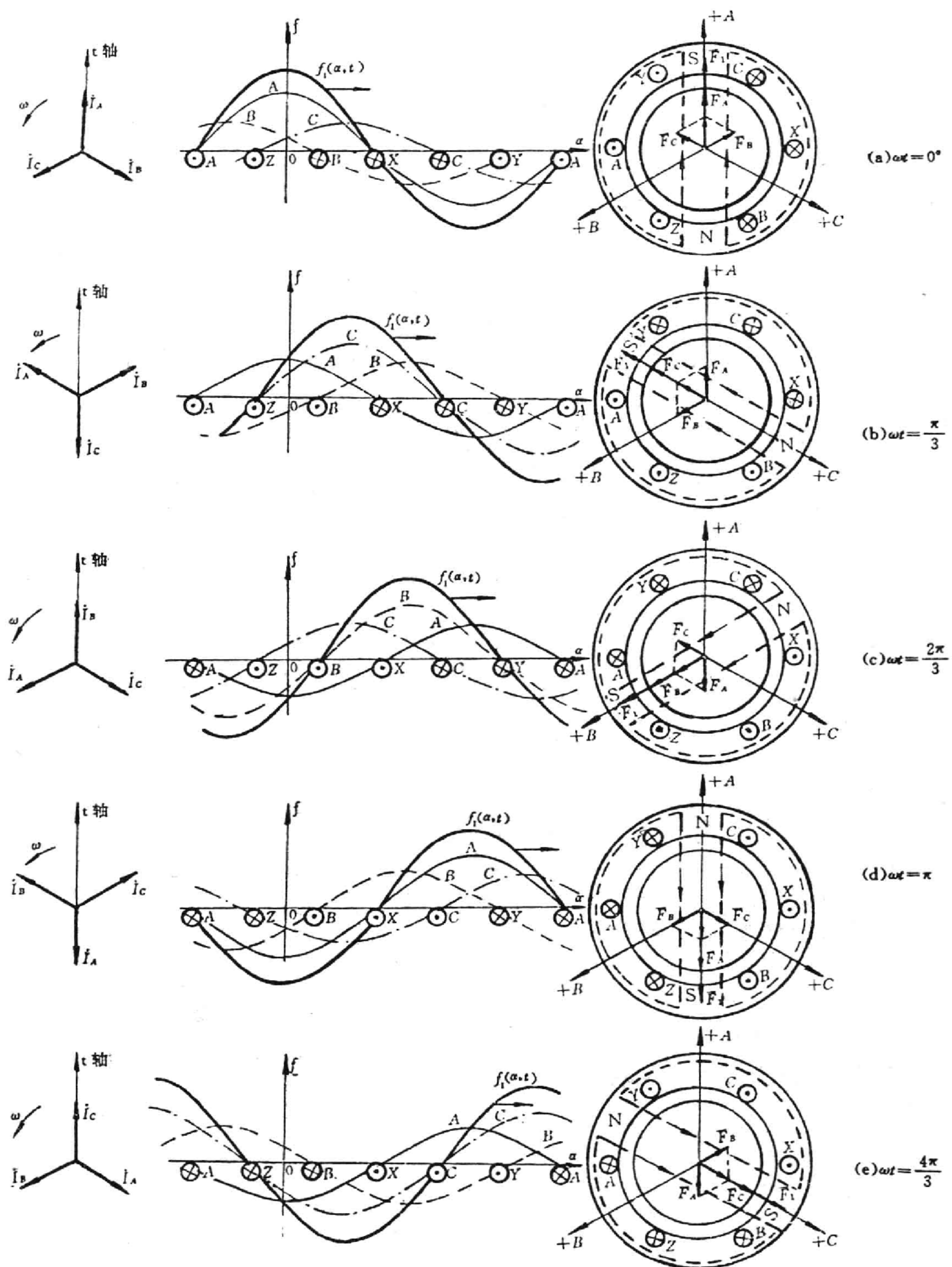


图 9-12 三相绕组基波磁动势的波形合成和矢量合成

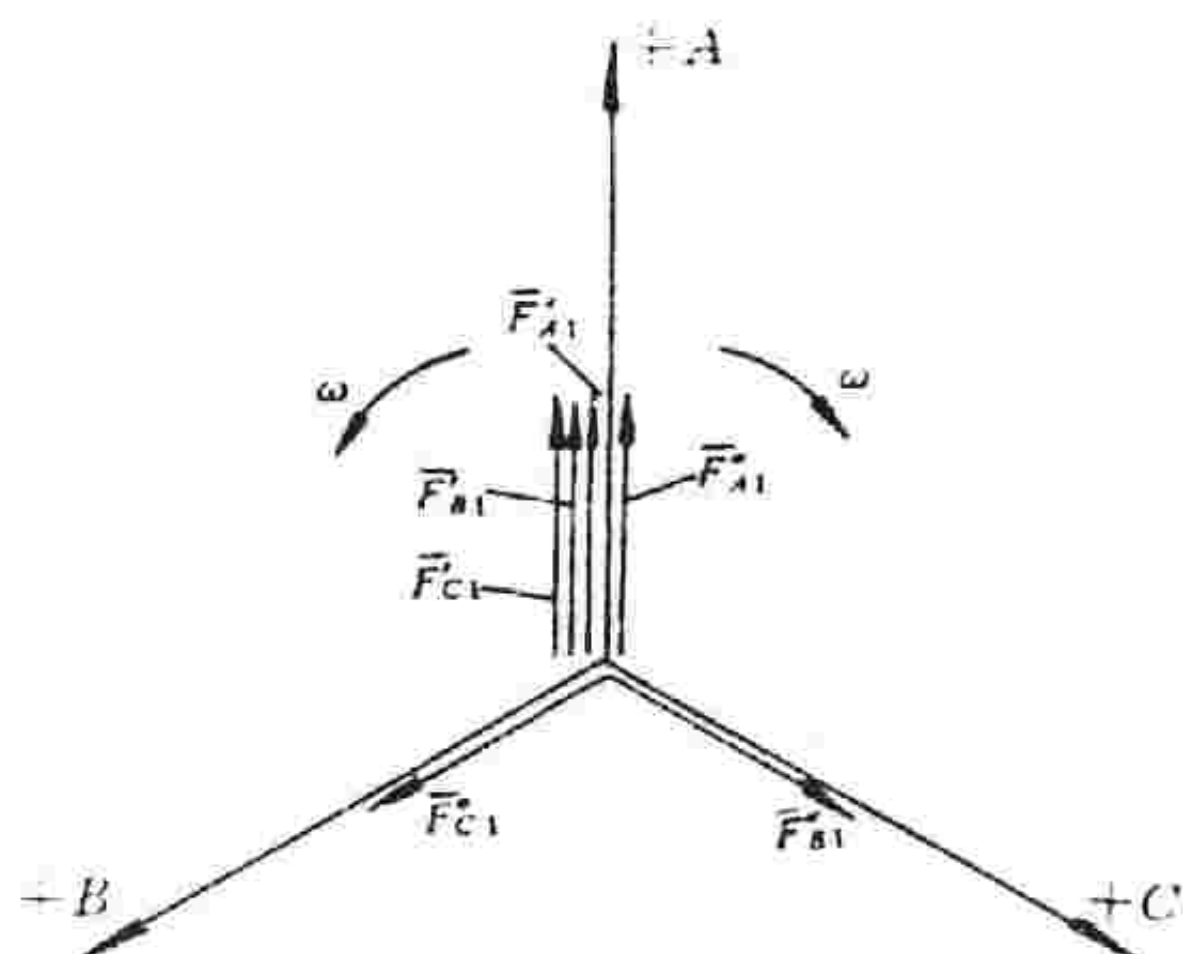


图 9-13 三相六个旋转磁动势的合成

从此图中可以看出,三相的六个旋转磁动势矢量中, $F_{A1}'', F_{B1}'', F_{C1}''$ 三个转速相同而反转的旋转矢量彼此相距 120° 空间电角度,幅值大小又相等,故合成后等于零。另外三个正转的旋转矢量 $F_{A1}', F_{B1}', F_{C1}'$ 它们在空间是同方向的,当 $\omega t = 0^\circ$ 时,幅值都处于 $\alpha = 0^\circ$ 的位置,它们的转速相同,幅值都为 $\frac{1}{2}F_{\phi m1}$,合成后为 $\frac{3}{2}F_{\phi m1}$,这就是三相基波合成磁动势的幅值。随着时间的推移,由于三个反转磁动势的转速相同,所以总是相互抵消。而三个正转磁动势总是同方向,任何瞬间的合成磁动势幅值总为一相脉振磁动势最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍。

综上所述,三相基波合成磁动势具有以下主要性质:

(1)三相对称绕组通入三相对称电流产生的基波合成磁动势为一幅值不变的旋转磁动势。由于基波磁动势 F_1 矢量的端点轨迹是一个圆,故又称为圆形旋转磁动势。

(2)三相基波合成磁动势的幅值为一相基波脉振磁动势最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍,即

$$F_1 = \frac{3}{2}F_{\phi m1} = 1.35 \frac{I_w}{p} k_{w1} \quad (\text{安/极})$$

(3)三相基波合成磁动势的转向取决于电流的相序和三相绕组在空间上的排列次序。基波合成磁动势总是从电流超前的相绕组向电流滞后的相绕组方向转动。例如电流相序为 A—B—C,则基波合成磁动势按 A 轴→B 轴→C 轴方向旋转。改变三相绕组中电流相序可以改变旋转磁动势的方向。

(4)三相基波合成磁动势的转速与电流频率保持如下严格不变的关系,即

$$n = \frac{60f}{p} \quad (\text{r/min})$$

该转速称为同步速。

(5)当某相电流达到最大时,基波合成磁动势的波幅刚好转到该相绕组的轴线上,磁动势的方向与绕组中电流方向符合右手螺旋定则。

二、三相绕组的谐波磁动势

三相绕组通入三相对称电流时,在每相中除产生基波磁动势外,还产生一系列奇次谐波磁

动势。仍可用分析基波的方法来分析谐波磁动势的合成,但要注意的是三相绕组中电流的相位仍为互差 120° ,而三相绕组的轴线,对 ν 次谐波而言,却互差 $\nu \times 120^\circ$ 电角度。下面主要分析 3、5、7 次谐波合成磁动势,由此可以推出各次谐波情况。

1. 三相三次谐波磁动势

对于三次谐波而言,空间角为基波时的 3 倍,因此仿照各相基波磁动势的表达式可以写出

$$\begin{aligned} f_{A3} &= F_{\varphi m3} \cos \omega t \cos 3\alpha \\ f_{B3} &= F_{\varphi m3} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos 3(\alpha - 120^\circ) \\ &= F_{\varphi m3} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos 3\alpha \\ f_{C3} &= F_{\varphi m3} \cos(\omega t - 240^\circ) \cos 3(\alpha - 240^\circ) \\ &= F_{\varphi m3} \cos(\omega t - 240^\circ) \cos 3\alpha \end{aligned}$$

故得三次谐波合成磁动势为

$$\begin{aligned} f_3 &= f_{A3} + f_{B3} + f_{C3} \\ &= F_{\varphi m3} [\cos \omega t + \cos(\omega t - 120^\circ) + \cos(\omega t - 240^\circ)] \cos 3\alpha \\ &= 0 \end{aligned} \quad (9-37)$$

上式表明,由于 f_{A3} 、 f_{B3} 、 f_{C3} 在空间上同相位,而在脉振时间上互差 120° ,故三相绕组的三次谐波合成磁动势为零。

类似的分析可以得出:三相绕组的三的倍数次谐波合成磁动势也等于零。即三相对称绕组通入三相对称电流时,不存在 3、9、15…… 次谐波合成磁动势。

2. 三相五次谐波磁动势

各相五次谐波磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{A5} &= F_{\varphi m5} \cos \omega t \cos 5\alpha \\ f_{B5} &= F_{\varphi m5} \cos(\omega t - 120^\circ) \cos 5(\alpha - 120^\circ) \\ f_{C5} &= F_{\varphi m5} \cos(\omega t - 240^\circ) \cos 5(\alpha - 240^\circ) \end{aligned}$$

把每相的脉振磁动势分解为两个旋转磁动势,然后相加即得

$$\begin{aligned} f_5 &= f_{A5} + f_{B5} + f_{C5} = \frac{3}{2} F_{\varphi m5} \cos(\omega t + 5\alpha) \\ &= F_5 \cos(\omega t + 5\alpha) \end{aligned} \quad (9-38)$$

式中

$$\begin{aligned} F_5 &= \frac{3}{2} F_{\varphi m5} = \frac{3}{2} \frac{0.9}{5} \frac{I_w}{p} k_{w5} \\ &= \frac{1}{5} \times 1.35 \frac{I_w}{p} k_{w5} \quad (\text{安/极}) \end{aligned} \quad (9-39)$$

为五次谐波合成磁动势的幅值。

上式表明,三相五次谐波合成磁动势的特点是:

(1) 三相五次谐波合成磁动势是一幅值恒定的旋转磁动势。

(2) 旋转磁动势的幅值等于一相脉振磁动势五次谐波最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍,如用基波磁动势表

示,则 $F_5 = F_1 \frac{k_{w5}}{5k_{w1}}$ 。

(3) 旋转磁动势的转速可由 $(\omega t + 5\alpha) = 0$ 这一条件求出,即

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{1}{5}\omega$$

或

$$n_5 = -\frac{1}{5}n_1 \quad (9-40)$$

即五次谐波合成磁动势转速为基波 $\frac{1}{5}$,转向与基波的相反。

类似的分析可以得出, $\nu=6k-1$ (k 为正整数)次谐波合成磁动势都为旋转磁动势,旋转方向与基波的相反,转速为基波的 $\frac{1}{6k-1}$ 。

3. 三相七次谐波磁动势

按照同样的分析方法,将三相的三个七次谐波脉振磁动势相加,可得七次谐波合成磁动势为

$$f_7 = \frac{3}{2}F_{p,m7}\cos(\omega t - 7\alpha) = F_7\cos(\omega t - 7\alpha) \quad (9-41)$$

式中 $F_7 = \frac{3}{2}F_{p,m7} = \frac{1}{7} \times 1.35 \frac{I\tau\omega}{p} k_{w7} \quad (\text{安/极}) \quad (9-42)$

为七次谐波合成磁动势的幅值。

上式表明,三相七次谐波合成磁动势的特点是:

(1)三相七次谐波旋转磁动势是一幅值恒定的旋转磁动势。

(2)旋转磁动势的幅值等于一相脉振磁动势七次谐波最大幅值的 $\frac{3}{2}$ 倍。同样有关系:

$$F_7 = F_1 \frac{k_{w7}}{7k_{w1}}$$

(3)旋转磁动势的转速可按 $(\omega t - 7\alpha) = 0$ 对 t 微分求出为

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{7}\omega$$

或

$$n_7 = \frac{1}{7}n_1 \quad (9-43)$$

即七次谐波合成磁动势转速为基波的 $\frac{1}{7}$,转向与基波的一致。

类似的分析可以得出, $\nu=6k+1$ 次谐波合成磁动势也为旋转磁动势,旋转方向与基波的一致,转速为基波的 $\frac{1}{6k+1}$ 。

谐波磁动势(或相应的谐波磁场)的存在,在交流电机中引起附加损耗、振动和噪音等不良影响,对异步电动机还引起附加转矩,使电动机性能变坏,因此设计电机时应尽量削弱磁动势中的高次谐波,采用短距和分布绕组是达到这个目的的重要方法。

例 9-1 一台三相交流电机, $2p=6$,定子槽数 $Z=36$,双层短距绕组, $y=\frac{5}{6}\tau$,每相串联匝数 $\tau=72$,当通入频率为 50Hz 三相对称电流,每相电流有效值 $I=20\text{A}$ 时,试分别求出基波和3、5、7次谐波合成磁动势的幅值、转速及转向;并写出忽略其它谐波时的三相合成磁动势表达式。

解:求每极每相槽数和槽间角

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{36}{6 \times 3} = 2$$

$$\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{3 \times 360^\circ}{36} = 30^\circ$$

基波和各次谐波分布因数

$$k_{q1} = \frac{\sin \frac{qa_1}{2}}{q \sin \frac{a_1}{2}} = \frac{\sin \frac{2 \times 30^\circ}{2}}{2 \sin \frac{30^\circ}{2}} = 0.966$$

$$k_{q3} = \frac{\sin 3 \frac{qa_1}{2}}{q \sin 3 \frac{a_1}{2}} = \frac{\sin 3 \frac{2 \times 30^\circ}{2}}{2 \sin 3 \times \frac{30^\circ}{2}} = 0.707$$

$$k_{q5} = \frac{\sin 5 \times \frac{qa_1}{2}}{q \sin 5 \frac{a_1}{2}} = \frac{\sin 5 \times \frac{2 \times 30^\circ}{2}}{2 \sin 5 \times \frac{30^\circ}{2}} = 0.259$$

$$k_{q7} = \frac{\sin 7 \frac{qa_1}{2}}{q \sin 7 \frac{a_1}{2}} = \frac{\sin 7 \times \frac{2 \times 30^\circ}{2}}{2 \sin 7 \times \frac{30^\circ}{2}} = -0.259$$

基波和各次谐波节距因数

$$k_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ = \sin \frac{5}{6} \times 90^\circ = 0.966$$

$$k_{y3} = \sin 3 \frac{y}{\tau} 90^\circ = \sin 3 \times \frac{5}{6} \times 90^\circ = -0.707$$

$$k_{y5} = \sin 5 \frac{y}{\tau} 90^\circ = \sin 5 \times \frac{5}{6} \times 90^\circ = 0.259$$

$$k_{y7} = \sin 7 \frac{y}{\tau} 90^\circ = \sin 7 \times \frac{5}{6} \times 90^\circ = 0.259$$

基波和各次谐波绕组因数

$$k_{w1} = k_{q1} k_{y1} = 0.966 \times 0.966 = 0.933$$

$$k_{w3} = k_{q3} k_{y3} = 0.707 \times (-0.707) = -0.5$$

$$k_{w5} = k_{q5} k_{y5} = 0.259 \times 0.259 = 0.067$$

$$k_{w7} = k_{q7} k_{y7} = (-0.259) \times 0.259 = -0.067$$

基波合成磁动势幅值

$$F_1 = 1.35 \frac{I_w}{p} k_{w1}$$

$$= 1.35 \frac{20 \times 72}{3} \times 0.933 = 604.6 \text{ (安/极)}$$

各次谐波合成磁动势幅值

$$F_3 = 0$$

$$F_5 = \frac{1}{5} \times 1.35 \frac{I_w}{p} k_{w5}$$

$$= \frac{1}{5} \times 1.35 \frac{20 \times 72}{3} \times 0.067 = 8.68 \text{ (安/极)}$$

$$F_7 = \frac{1}{7} \times 1.35 \frac{I_w}{p} k_{w7}$$

$$= \frac{1}{7} \times 1.35 \frac{20 \times 72}{3} (-0.067) = -6.20 \text{ (安/极)}$$

基波及各次谐波转速和转向

$$n_1 = \frac{60f}{p} = \frac{60 \times 50}{3} = 1000 \text{ r/min}$$

$$n_5 = \frac{-n_1}{5} = \frac{-1000}{5} = -200 \text{ r/min} \quad (\text{转向与 } n_1 \text{ 相反})$$

$$n_7 = \frac{n_1}{7} = \frac{1000}{7} = 143 \text{ r/min} \quad (\text{转向与 } n_1 \text{ 相同})$$

合成磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_1 &= F_1 \cos(\omega t - \alpha) + F_5 \cos(\omega t + 5\alpha) + F_7 \cos(\omega t - 7\alpha) \\ &= 604.6 \cos(\omega t - \alpha) + 8.68 \cos(\omega t + 5\alpha) - 6.20 \cos(\omega t - 7\alpha) \quad (\text{安/极}) \end{aligned}$$

§ 9-4 椭圆形旋转磁动势

三相对称绕组通过三相对称电流时,所产生的合成基波磁动势为圆形旋转磁动势。从图 9-13 中知道,三相反转的磁动势 $F''_{A1} + F''_{B1} + F''_{C1} = 0$ 。如果三相绕组或者三相电流不对称,则三个反转的基波磁动势互相不能抵消,这时在电机气隙空间,既有合成的正转磁动势 F_1^+ ,又有合成的反转磁动势 F_1^- ,在各瞬间把正、反转的合成基波磁动势加起来,即 $F_1 = F_1^+ + F_1^-$ 就是总磁动势。这时随着时间的变化总磁动势的幅值和位置都发生改变,其轨迹不再是圆形,而是椭圆形。现以例说明之。

已知一三相对称交流绕组中的电流为

$$i_A = \sqrt{2} I_A \cos \omega t$$

$$i_B = \sqrt{2} I_B \cos(\omega t - 120^\circ)$$

$$i_C = 0$$

并且 $I_A > I_B$, 求产生的基波合成磁动势。

采用把每相基波脉振磁动势分解为两个旋转磁动势的方法求解。图 9-14 中的 +A、+B、+C 轴表示 A、B、C 三相绕组的轴线,它们互差 120° 电角度。我们研究 $\omega t = 0^\circ$ 这一瞬间的情况。此时 A 相电流为正的极大,其磁动势被分解成正转和反转的旋转磁动势 F'_{A1} 、 F''_{A1} 都位于 +A 轴上。如果 $\omega t = 120^\circ$, 那时 B 相电流为正的极大,其磁动势被分解成正转和反转的磁动势 F'_{B1} 、 F''_{B1} 应位于 +B 轴上,显然,当 $\omega t = 0^\circ$ 这一瞬间, F'_B 、 F''_B 都应按各自旋转方向退回 120° 电角度,其位置如图 9-14 中所示。C 相电流为零,其磁动势也等于零。由此可知,电机气隙空间存在两个正转磁动势 F'_{A1} 、 F'_{B1} 和两个反转磁动势 F''_{A1} 、 F''_{B1} 。把图 9-14 中的正转磁动势相加,即得正转合成基波磁动势 F_1^+

$$F_1^+ = F'_{A1} + F'_{B1} \quad (9-44)$$

显然, F_1^+ 是一个圆形旋转磁动势,它的矢量轨迹为一个圆,如图 9-14 中 1 所示。把图 9-14 中的反转磁动势相加,即得反转合成磁动势 F_1^- 。

$$F_1^- = F''_{A1} + F''_{B1} \quad (9-45)$$

F_1^- 也是一个圆形旋转磁动势,如图 9-14 中 2 所示。

既然在电机里同时存在着正、反转的合成磁动势 F_1^+ 、 F_1^- , 因此总磁动势应为这两个磁动势的合成。由于 F_1^+ 、 F_1^- 的转向相反,合成时,只能在某个固定瞬间,找到 F_1^+ 和 F_1^- 的大小及

位置。再进行合成,即得该瞬间的总磁动势 F_1 ,其幅值为

$$F_1 = \sqrt{F_1^{+2} + F_1^{-2} + 2F_1^+ F_1^- \cos \beta}$$

当 F_1^+ 与 F_1^- 转至同方向时,合成后得 F_1 为最大,当 F_1^+ 与 F_1^- 转至反方向时,合成后得 F_1 为最小。其它瞬间, F_1^+ 和 F_1^- 的合成介于上述两种情况之间。从图 9-14 可见,总磁动势 F_1 的轨迹是一个椭圆,因此称为椭圆形旋转磁动势(elliptical rotating m. m. f.)。当 F_1^+ 、 F_1^- 同方向时,为椭圆的长轴,其幅值为 $F_1^+ + F_1^-$;反方向时,为椭圆的短轴,其幅值为 $F_1^+ - F_1^-$ 。

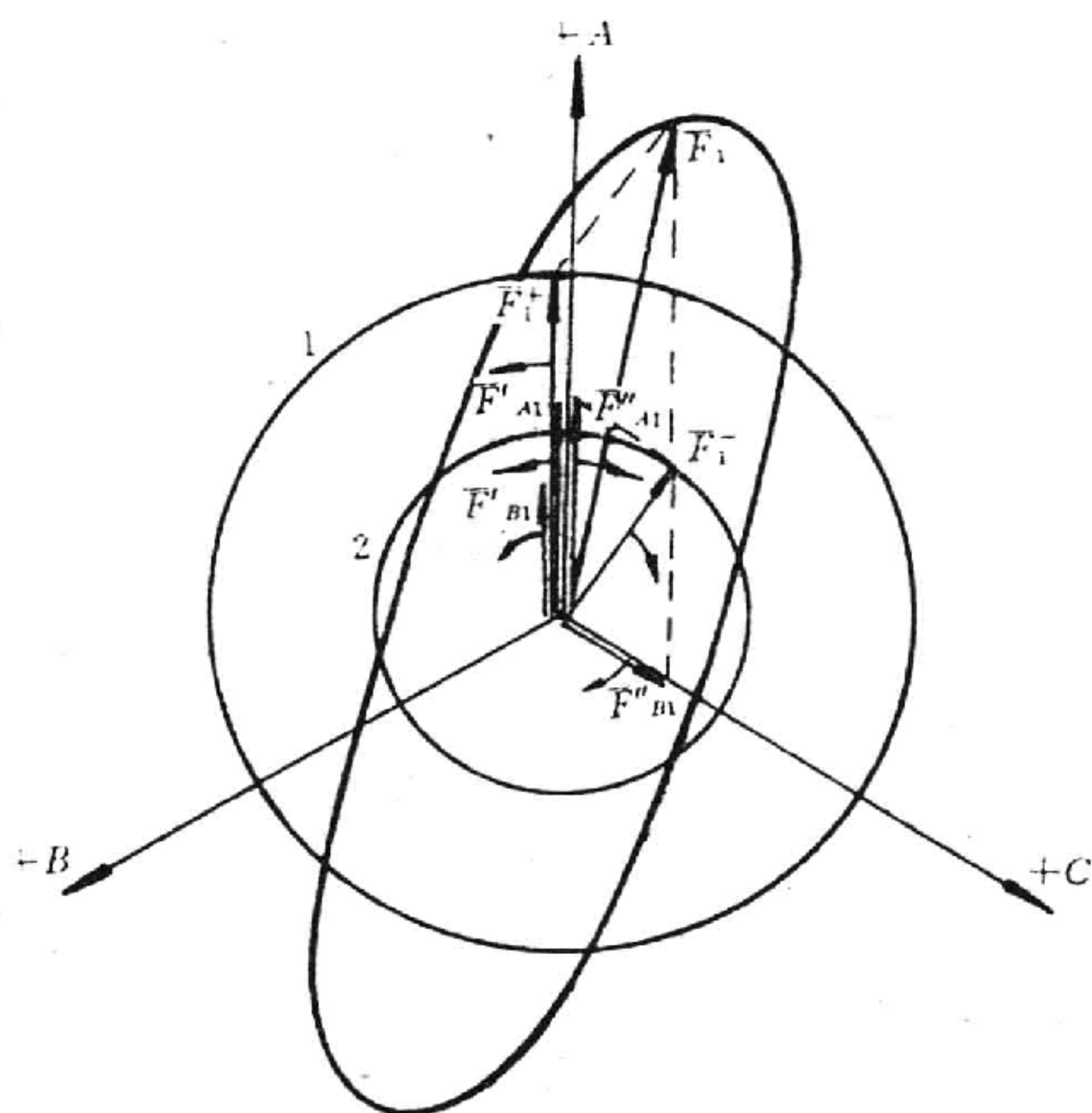


图 9-14 椭圆形旋转磁动势

椭圆形旋转磁动势的转向,视正转磁动势 F_1^+ 和反转磁动势 F_1^- 哪一个强而定,其转向与磁动势强的转向一致。可以推出,椭圆形旋转磁动势的转速 $n' = \frac{F_1^{+2} - F_1^{-2}}{F_1^2} n_1$,可见,它的转速是不均匀的,短轴处转速最高,长轴处转速最低,其平均转速为 $n_1 = \frac{60f_1}{p} \text{ r/min}$, f_1 是电流的频率。

实际上,只要两相以上绕组在空间上有相位差,通入时间上有相位差的电流,就能产生旋转磁动势。一般地说, F_1^+ 、 F_1^- 中有一个为零,即为圆形旋转磁动势; F_1^+ 、 F_1^- 都不为零,且彼此不相等,即为椭圆形旋转磁动势;只有当 F_1^+ 、 F_1^- 本身不为零,但二者相等时,才为脉振磁动势。

例 9-2 某四极交流电机定子三相双层绕组的每极每相槽数 $q=3$,每线圈匝数 $w_c=2$,线圈节距 $y=7$,并联支路数 $a=1$ 。由于接线错误,把 B 相绕组接反,假设三相电流对称

$$i_A = 100 \sin \omega t \quad \text{A}$$

$$i_B = 100 \sin(\omega t - 120^\circ) \quad \text{A}$$

$$i_C = 100 \sin(\omega t - 240^\circ) \quad \text{A}$$

试求出基波合成磁动势的最大和最小幅值及它们在空间上的位置。

解:首先求出绕组因数和一相串联匝数

$$Z = 2mpq = 2 \times 3 \times 2 \times 3 = 36 \text{ 槽}$$

$$\alpha_1 = \frac{p \cdot 360}{Z} = \frac{2 \times 360^\circ}{36} = 20^\circ$$

$$k_{q1} = \frac{\sin \frac{q\alpha_1}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{3 \times 20^\circ}{2}}{3 \sin \frac{20^\circ}{2}} = 0.96$$

$$k_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ = \sin \frac{7}{9} 90^\circ = 0.94$$

$$k_{w1} = k_{q1} k_{y1} = 0.96 \times 0.94 = 0.9024$$

$$w = \frac{2pqw_c}{a} = \frac{4 \times 3 \times 8}{1} = 24$$

一相脉振磁动势的最大幅值为

$$\begin{aligned} F_{\phi m1} &= 0.9 \frac{Iw}{p} k_{w1} \\ &= 0.9 \frac{\frac{100}{\sqrt{2}} \times 24}{2} \times 0.9024 = 689.14 \text{ (安/极)} \end{aligned}$$

由于绕组不对称,所以其基波合成磁动势为椭圆形旋转磁动势。采用将各相脉振磁动势分解成两个旋转磁动势的方法求出其正转和反转基波合成磁动势。

规定电流正方向均由末端流向首端,三相绕组的轴线+A、+B、+C如图9-15所示。由于B相绕组接反,所以+B轴处于 $\alpha = -60^\circ$ 处。(以+A轴位置为 $\alpha = 0^\circ$)

设 $\omega t = 90^\circ$, A相电流最大,两个旋转磁动势 $\bar{F}'_{A1}$ 、 $\bar{F}''_{A1}$ 矢量处于+A轴上。如果 $\omega t = 210^\circ$,则B相电流最大,那时 $\bar{F}'_{B1}$ 、 $\bar{F}''_{B1}$ 处于+B轴上,所以当 $\omega t = 90^\circ$ 时, $\bar{F}'_{B1}$ 、 $\bar{F}''_{B1}$ 应按各自旋转方向退回 120° ,如图9-15中所示位置。同理可作出C相的两个旋转磁动势 $\bar{F}'_{C1}$ 、 $\bar{F}''_{C1}$ 矢量。此瞬间各旋转矢量可表示为

$$\bar{F}'_{A1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 0^\circ = \frac{689.14}{2} \angle 0^\circ = 344.57 \angle 0^\circ \quad \text{(安/极)}$$

$$\bar{F}''_{A1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 0^\circ = 344.57 \angle 0^\circ \quad \text{(安/极)}$$

$$\bar{F}'_{B1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 180^\circ = 344.57 \angle 180^\circ \quad \text{(安/极)}$$

$$\bar{F}''_{B1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 60^\circ = 344.57 \angle 60^\circ \quad \text{(安/极)}$$

$$\bar{F}'_{C1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 0^\circ = 344.57 \angle 0^\circ \quad \text{(安/极)}$$

$$\bar{F}''_{C1} = \frac{F_{\phi m1}}{2} \angle 120^\circ = 344.57 \angle 120^\circ \quad \text{(安/极)}$$

所以正向旋转磁动势为

$$\bar{F}_1^+ = \bar{F}'_{A1} + \bar{F}'_{B1} + \bar{F}'_{C1}$$

$$\begin{aligned}
 &= 344.57 \angle 0^\circ + 344.57 \angle 180^\circ + 344.57 \angle 0^\circ \\
 &= 344.57 \angle 0^\circ \quad (\text{安/极})
 \end{aligned}$$

反向旋转磁动势为

$$\begin{aligned}
 \bar{F}_1^- &= \bar{F}_{A1}'' + \bar{F}_{B1}'' + \bar{F}_{C1}'' \\
 &= 344.57 \angle 0^\circ + 344.57 \angle 60^\circ + 344.57 \angle 120^\circ \\
 &= 344.57 + j596.81 \\
 &= 689.14 \angle 60^\circ \quad (\text{安/极})
 \end{aligned}$$

合成磁动势最大幅值为

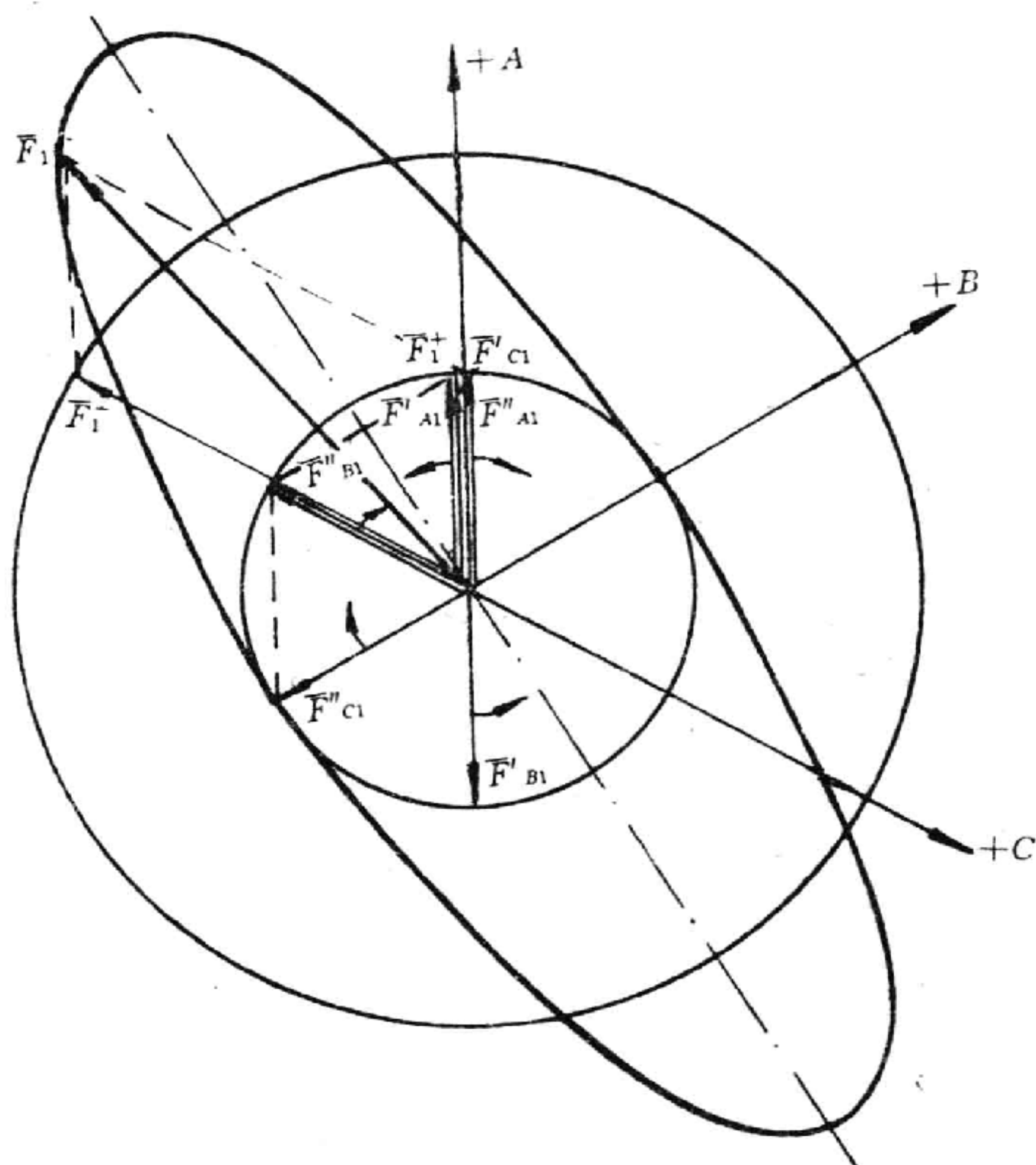


图 9-15 三相绕组一相反接的合成磁动势

$$F_{1\max} = F_1^+ + F_1^- = 344.57 + 689.14 = 1033.71 \quad (\text{安/极})$$

最大幅值位于 $\frac{1}{2}(0^\circ + 60^\circ) = 30^\circ$ 空间电角度处。

合成磁动势的最小幅值为

$$F_{1\min} = F_1^- - F_1^+ = 689.14 - 344.57 = 344.57 \quad (\text{安/极})$$

最小幅值位于 $30^\circ + 90^\circ = 120^\circ$ 空间电角度处。

§ 9-5 三相绕组合成磁动势波形图

在分析磁动势波形时,有时希望直接从三相合成磁动势曲线观察磁动势的极数、波形和旋转方向。

在图 9-16(a)所示瞬间,三相合成磁动势曲线如图 9-16(b)所示。图中 A 相的脉振磁动势用细实线的矩形波表示, B 相的用点划线表示。C 相的用虚线表示。把三相的三个脉振磁动势逐点相加,便得三相合成磁动势曲线,如图 9-16(b)中的粗实线所示。这种用磁动势曲线迭加绘制三相合成磁动势分布曲线的方法比较复杂。为了简化绘图手续,通常采用“磁动势积分法”绘制合成磁动势曲线。它的根据是全电流定律,即磁动势的大小和波形只与“线圈边”沿电枢表面分布情况以及电流的大小和方向有关。据此可得如下作图方法:

- (1)首先根据每极每相槽数确定各槽应属于哪一相;
- (2)根据各相瞬时电流的大小和方向,确定各槽内总安匝数和槽电流方向;
- (3)根据磁动势只在有槽的地方发生变化,而在两槽之间保持不变的原则作磁动势分布图。方法是从左向右画起,凡是遇到槽电流为 $\odot$ 时,就上升一高度,凡是遇到槽电流为 $\oplus$ 时,就下降一高度,上升或下降的高度与这个槽里的电流大小成正比,槽与槽之间或槽电流等于零处,全电流值没有变化,磁动势曲线应画成水平线。
- (4)根据 N 极和 S 极下的磁通量相等的原则,作出横坐标,使横坐标轴上下磁动势曲线包围的面积相等。

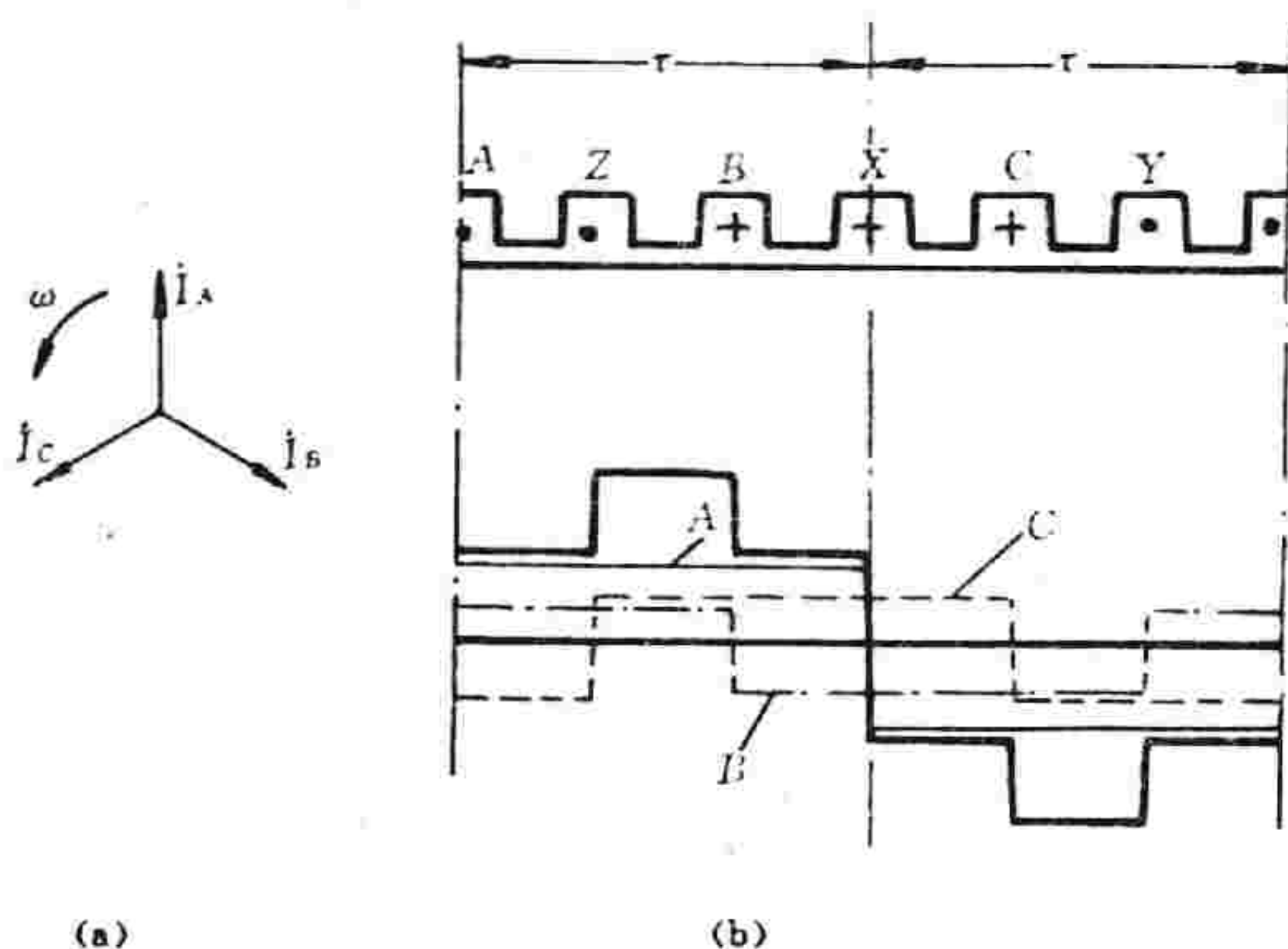


图 9-16 用磁动势迭加法求三相合成磁动势曲线

图 9-17 就是用磁动势积分法绘制的三相合成磁动势曲线。作图时,以线段 $\overline{ab}$ 表示槽 A 磁动势的大小,在槽 A 与槽 Z 之间,磁动势不变,画一段水平线 $\overline{bc}$ 。由于槽 Z 内电流等于 $\frac{1}{2}I_m$ 且为 $\odot$,因此,在原来磁动势曲线上上升一段高度 $\overline{cd} = \frac{1}{2}\overline{ab}$,在槽 Z 和槽 B 之间再作水平线 $\overline{de}$,

由于槽 B 中电流为 $-\frac{1}{2}I_m$, 方向为 $\oplus$, 因此在槽 B 的中心线上要将磁动势降低一段高度 $\overline{ef} = \frac{1}{2}\overline{ab}$ 。这样继续画下去, 便得图 9-17(b) 所示的阶梯形曲线。最后利用 N 极和 S 极磁通相等的原则作出横坐标位置。

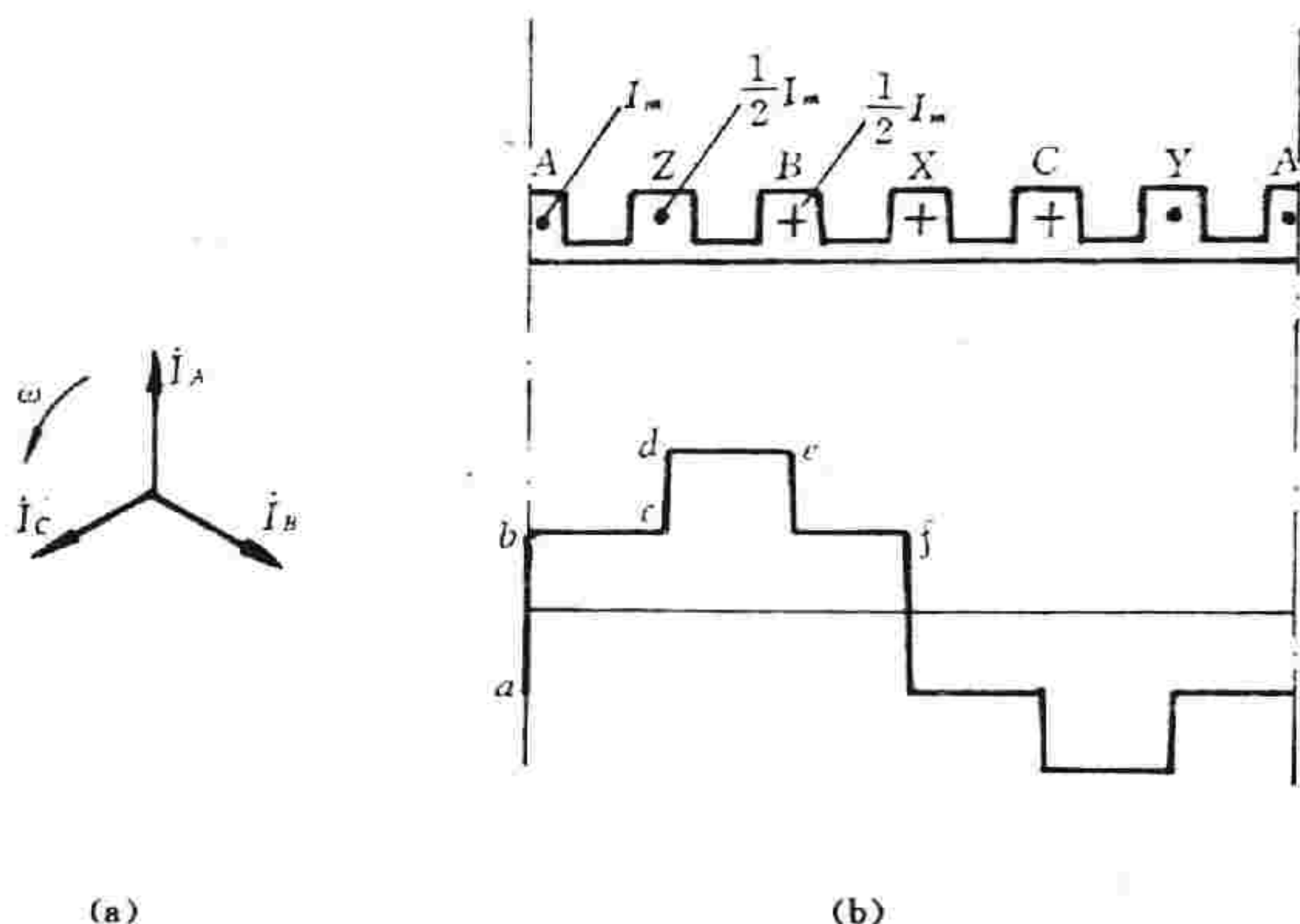


图 9-17 用磁动势积分法绘三相合成磁动势曲线

§ 9-6 交流绕组漏磁通和漏抗的概念

三相交流绕组通过三相交流电流时, 要产生磁动势, 而磁动势又要产生磁场。为了便于分析, 我们把磁通分为两部分。一部分是基波旋转磁动势产生的通过空气隙与定、转子绕组同时交链的磁通, 该磁通是总磁通的主要部分, 而且在电机中, 通过这部分磁通实现定、转之间的能量转换, 故称为主磁通 (*main flux*); 另一部分磁通是仅仅与定子绕组交链或即使进入转子, 但不产生有用转矩的磁通, 统称为漏磁通 (*leakage flux*)。定子漏磁通可以分为以下三部分:

(1) 槽漏磁通: 横穿定子槽的漏磁通称为槽漏磁通, 如图 9-18(a) 所示。

(2) 端部漏磁通: 交链定子绕组端部的漏磁通, 如图 9-18(b) 所示。

(3) 谐波漏磁通: 它是由定子高次谐波磁动势产生的磁通。这部分磁通虽然进入转子, 但对转子不产生有用的转矩, 然而, 这部分磁通也在旋转, 它要在定子绕组中感应电动势, 由于谐波磁动势的极对数为 νp , 转速为 n_1/ν , 所以在定子绕组中感应的电动势频率为

$$f_v = \frac{p n_v}{60} = \frac{(\nu p) \left(\frac{n_1}{\nu} \right)}{60} = \frac{p n_1}{60} = f \quad (9-46)$$

即为基波频率。

由于高次谐波磁通与槽部和端部漏磁通在定子绕组中感应的电动势频率相同, 故把它也作为漏磁通处理, 称为谐波漏磁通或差漏磁通。

不管是槽漏磁通、端部漏磁通还是谐波漏磁通, 它们都要在定子绕组里感应电动势, 这些

电动势统称为漏磁电动势,在分析交流电机时和变压器一样常用漏抗压降的形式表示为

$$\dot{E}_s = -j\dot{I} x_s \quad (9-47)$$

式中 $\dot{I}$ ——定子电流的有效值。

x_s ——定子绕组的漏电抗(*leakage reactance*),它包括槽漏抗、端部漏抗和谐波漏抗三部分。

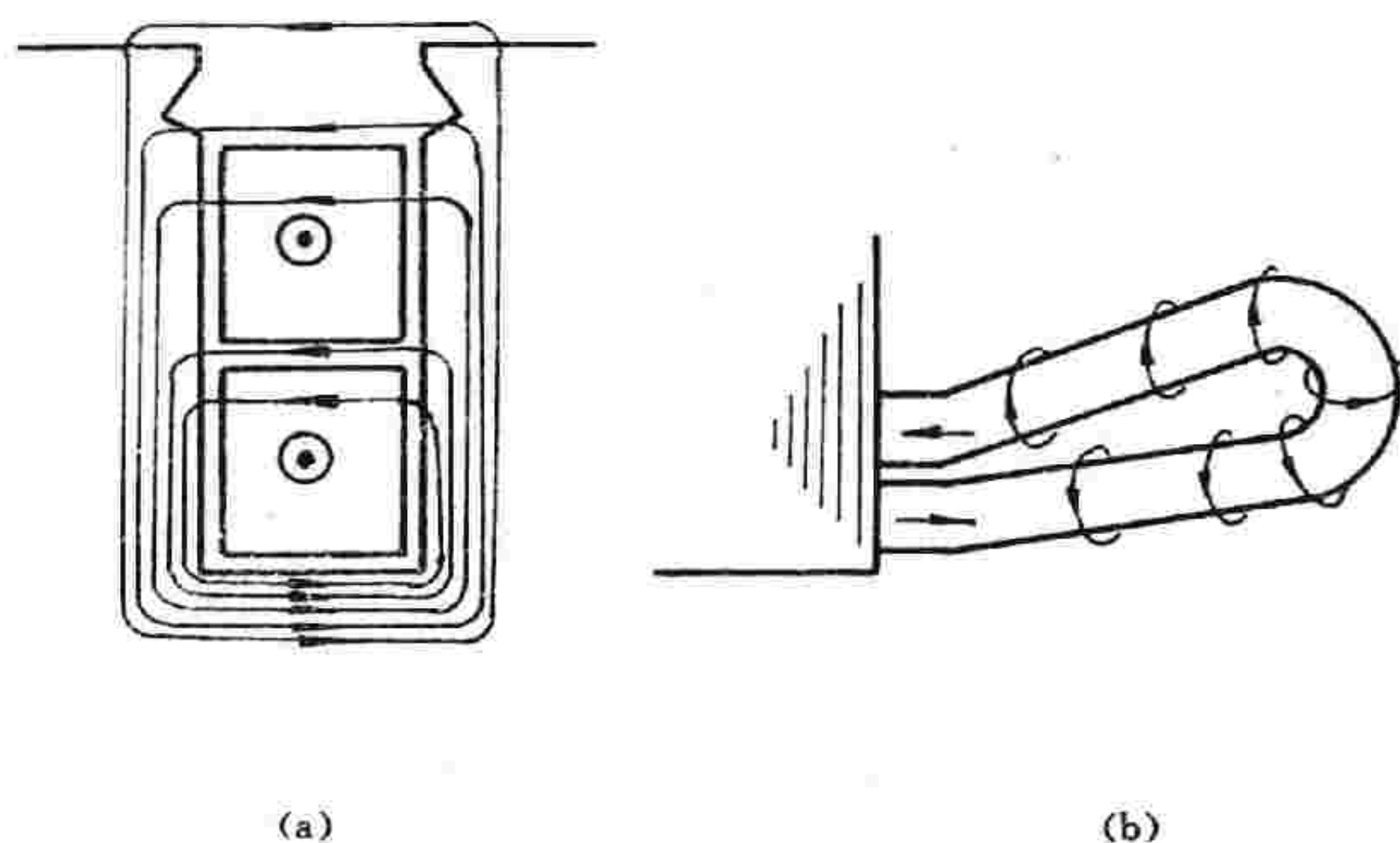


图 9-18 槽漏磁通和端部漏磁通

漏电抗对电机的运行有重大的影响,在同步电机里,它影响到端电压随负载的变化,影响到励磁电流的大小,还影响到稳态短路电流,特别是暂态过程的电流的大小等。在异步电机里,因转子绕组是短路的,漏电抗成为决定电机特性的主要参数。一般地说,它的重要性超过了电阻,特别是大、中型电机中,因电机愈大, x_s/r 的值也愈大。在许多大型电机的分析中,定子绕组的电阻往往是被忽略的。

小 结

交流电机的绕组磁动势是决定空气隙磁通大小和分布的一个重要因素。而气隙中的磁通大小和分布情况又决定了电机中的感应电动势和电磁转矩,因此对交流绕组磁动势的性质、大小、波形进行研究有着十分重要的意义。

一相绕组的磁动势为脉振磁动势,它的特点是磁动势轴线在空间固定不动,而各点磁动势的大小又随时间变化。一相绕组的磁动势可以分解成基波和一系列谐波。采用分布和短距绕组可以削弱高次谐波。一个在空间按正弦分布,振幅随时间作正弦变化的脉振磁动势,可以分解为两个大小相等、方向相反、转速相等的旋转磁动势。这种“双旋转磁动势理论”对分析多相绕组的磁动势非常方便。

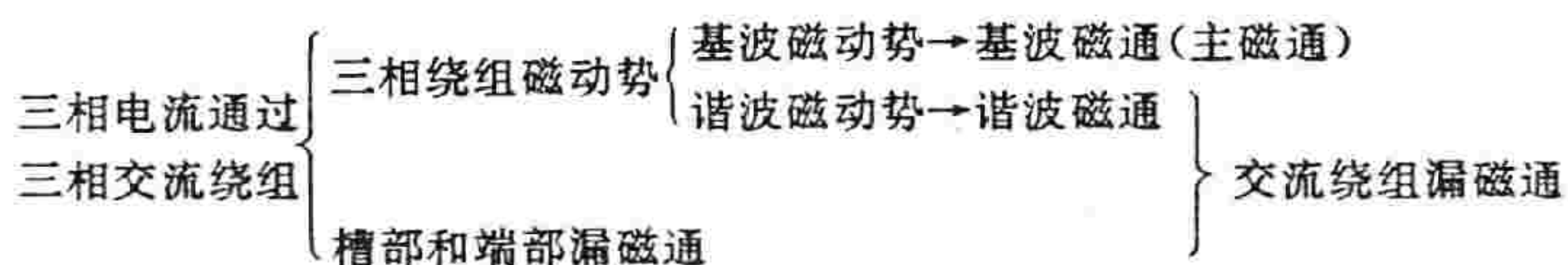
三相绕组的基波合成磁动势为旋转磁动势。它的主要特点是其幅值不变,而且随时间在气隙空间旋转。旋转速度为同步速。由于当某相电流最大时,磁动势幅值刚好转到该相绕组轴线

上,因此旋转磁动势的转向总是从带有超前电流的相转向带有滞后电流的相。改变电流的相序,便可改变旋转磁动势的方向。

三相绕组的谐波合成磁动势中, $\nu=3k$ (k 为正整数)次谐波合成磁动势为零; $\nu=6k+1$ 次谐波合成磁动势为正向旋转磁动势; $\nu=6k-1$ 次谐波合成磁动势为反向旋转磁动势。

产生旋转磁动势的条件是多相绕组在空间有相位差,绕组中的电流在时间上有相位差。对称绕组通过对称电流产生的基波合成磁动势为圆形旋转磁动势;如果电流不对称,则产生的磁动势为椭圆形旋转磁动势。椭圆形旋转磁动势是磁动势的普遍形式,当正向旋转磁动势 F_+ 和反向旋转磁动势 F_- 任何一个为零时,便是圆形旋转磁动势,当 $F_+ = F_-$ 时,便是脉振磁动势,圆形旋转磁动势和脉振磁动势是椭圆形旋转磁动势的两种特殊情况。

三相电流通过三相交流绕组产生的磁通综合如下。



漏磁通所对应的漏电抗是交流电机的一个重要参数。

第七章至第九章 自测题

一、问题

1. 交流电机的频率、极数和同步转速之间有什么关系?试求下列交流电机的同步转速或极数。

(1) 汽轮发电机 $f=50\text{Hz}$, $2p=2$, $n=?$

(2) 水轮发电机 $f=60\text{Hz}$, $2p=32$, $n=?$

(3) 同步电动机 $f=50\text{Hz}$, $n=750\text{r/min}$, $2p=?$

2. 为什么采用短距和分布绕组能削弱谐波电动势?为了消除 5 次谐波电动势,节距应选为多大?

3. 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?

4. 试分析下列(题 4 附图)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?

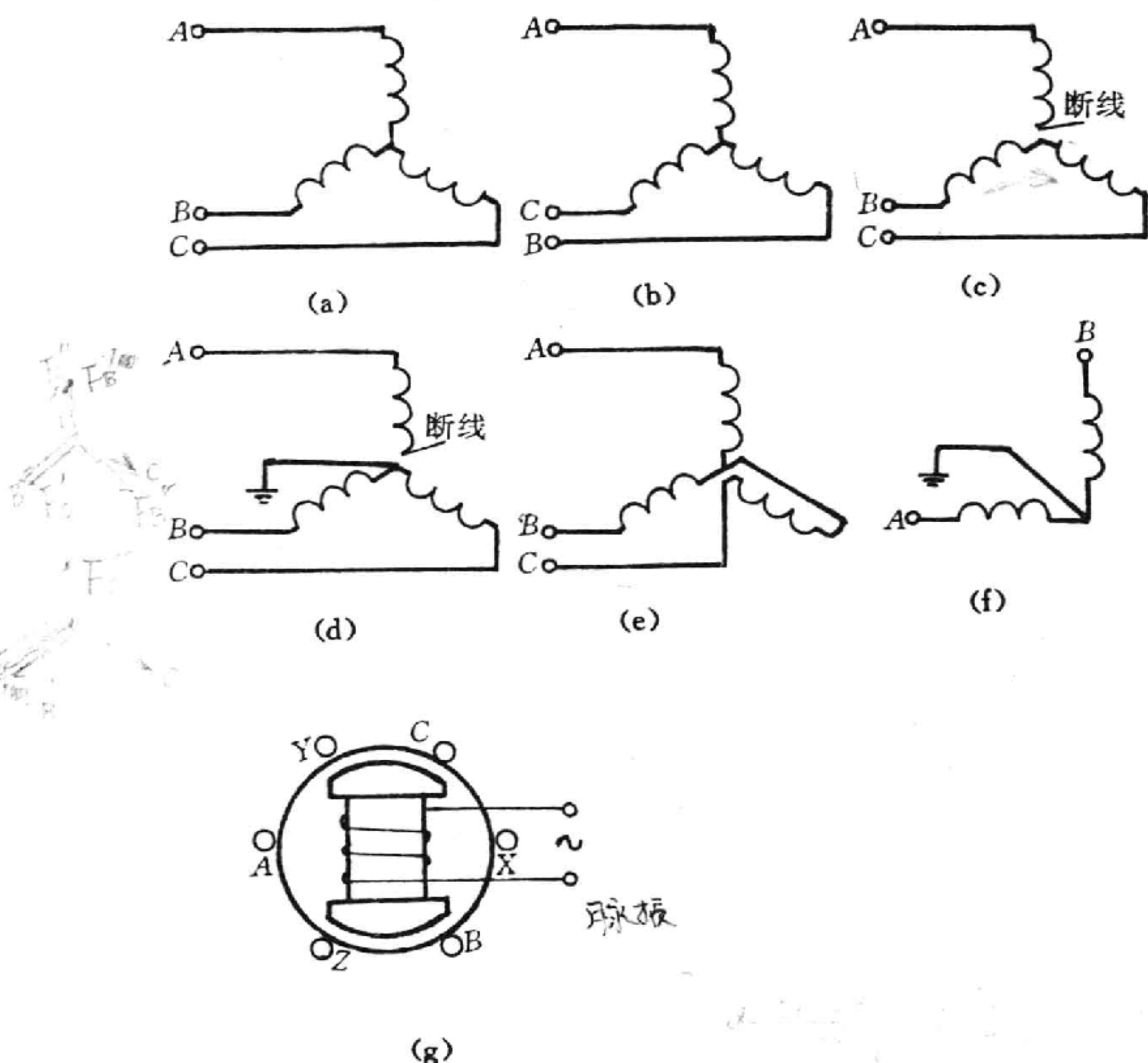
(1) (a)、(b) 两图中,三相对称绕组内通以三相正序或负序对称电流;

(2) (a)、(b) 两图中,通入不对称电流: $\dot{I}_A = 100 \angle 0^\circ \text{A}$, $\dot{I}_B = 80 \angle -110^\circ \text{A}$, $\dot{I}_C = 90 \angle -250^\circ \text{A}$;

(3) 在(c)和(d)图中施加三相对称正序电压,但是星形联结的三相绕组中有一相断线;

(4) (e) 图中三相绕组内有一相接反了,通以三相正序对称电流;

(5) (f) 图中三相互差 90° 电角的绕组内,通以二相对称电流: $i_A = I_m \cos \omega t$, $i_B = I_m \sin \omega t$ 。



题4附图

(6)(g)图为一同步发电机定子三相绕组接成星形并短路,转子不动且通入单相交流电。

二、试作出 $2p=4$, 槽数 $Z=36$, $y=\frac{7}{9}\tau$ 的三相双层短距绕组中一相绕组的展开图。

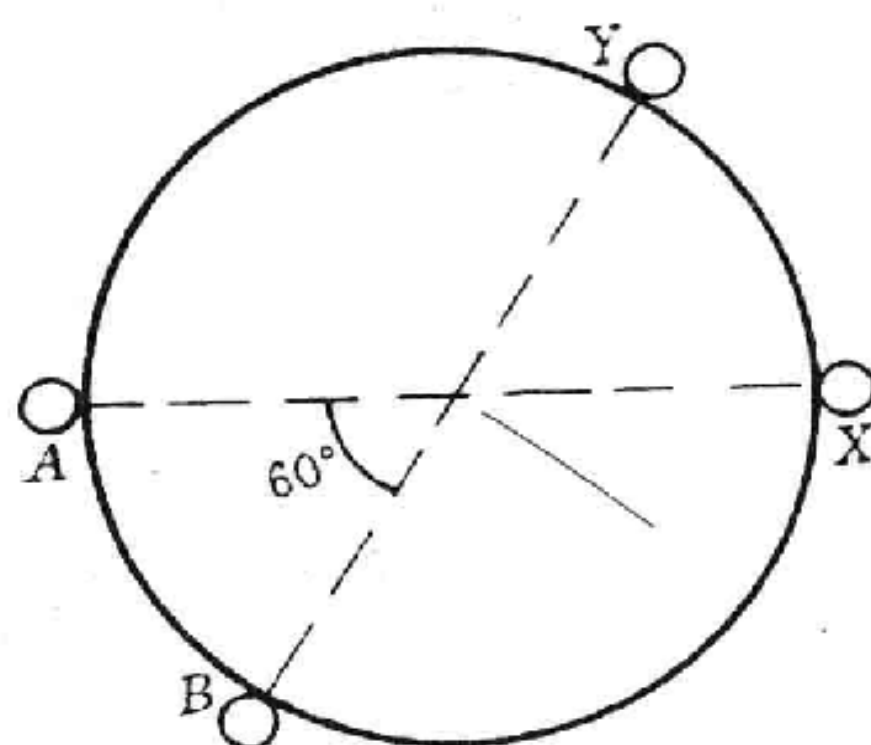
三、一台三相同步发电机, $f=50\text{Hz}$, $n_N=1500\text{r/min}$, 定子采用分布绕组, $q=3$, $y=\frac{8}{9}\tau$, 每相串联匝数 $w_1=108$, Y 联结, 每极磁通 $\Phi_1=1.015\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_3=0.66\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_5=0.24\times 10^{-2}\text{Wb}$, 试求:

- (1) 电机的极对数;
- (2) 定子槽数;
- (3) 绕组因数 k_{w1} , k_{w3} , k_{w5} ;
- (4) 相电动势 E_1 , E_3 , E_5 及合成相电动势 E_ϕ 和线电动势 E_L 。

四、国产三相 6000 千瓦汽轮发电机, $2p=2$, $f=50\text{Hz}$, $U_N=6.3\text{kV}$, Y 联结, $\cos\varphi_N=0.8$, $Z=36$, 双层短距绕组 $y=1\sim 16$, 每个线圈有二匝, 每相有二条支路。试求额定电流时:

- (1) 一个线圈所产生磁动势的基波幅值;
- (2) 一个相绕组所产生磁动势的基波幅值;
- (3) 三相合成磁动势基波的幅值、转速和转向;
- (4) 三相合成磁动势中五次谐波的幅值、转速和转向。

五、设在交流电机的定子铁心上绕有一两相绕组 A 和 B , 两绕组间相距 60° 电角度 (见题五附图), 绕组 A 和绕组 B 的有效匝数之比为 $1:2$ 。今在绕组 A 中送入一电流 $i_A = 0.5 \sin 314t \text{ A}$, 如要获得逆时针旋转的圆形旋转磁动势, 求在绕组 B 中应送入的电流表达式。



题五附图

第十章 同步发电机的基本电磁关系

本章重点内容: 1. 掌握电枢绕组磁动势对气隙磁场的影响。

2. 掌握隐极式和凸极式同步发电机的方程式、相量图和等效电路。

3. 掌握同步发电机的特性曲线和稳态参数的测定。

§ 10-1 同步发电机的空载运行

同步发电机被原动机拖到同步转速, 转子绕组通入直流励磁电流而电枢绕组开路, 这种运行称为空载运行或无载运行(*no-load operation*)。这时电枢电流为零, 电机气隙中只有转子励磁电流 i_f 产生的磁动势 F_f 和磁场, 称为励磁磁动势(*excitation m. m. f*)和励磁磁场(*excitation field*)。图 10-1 表示一台凸极同步发电机的空载磁路, 图中 Φ_0 表示既链过转子, 又通过气隙并与电枢绕组交链的磁通, 称为主磁通, 它就是空载时的气隙磁通, 或称励磁磁通。 Φ_{f0} 表示只交链励磁绕组的主极漏磁通, 它不参与电机的机电能量转换过程。

将发电机用原动机拖动, 使定子以同步速旋转, 则主磁通 Φ_0 将在气隙内形成一个旋转磁场。如果定子绕组是对称的, 则主磁通切割电枢绕组感应出频率为 f 的三相对称电动势, 称为励磁电动势(*excitation e. m. f*)。不计谐波, 三相励磁电动势为:

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= E_0 \angle 0^\circ; \dot{E}_B = E_0 \angle -120^\circ; \dot{E}_C = E_0 \angle -240^\circ \\ E_0 &= 4.44 f \omega_1 k_{w1} \Phi_0 \end{aligned} \quad (10-1)$$

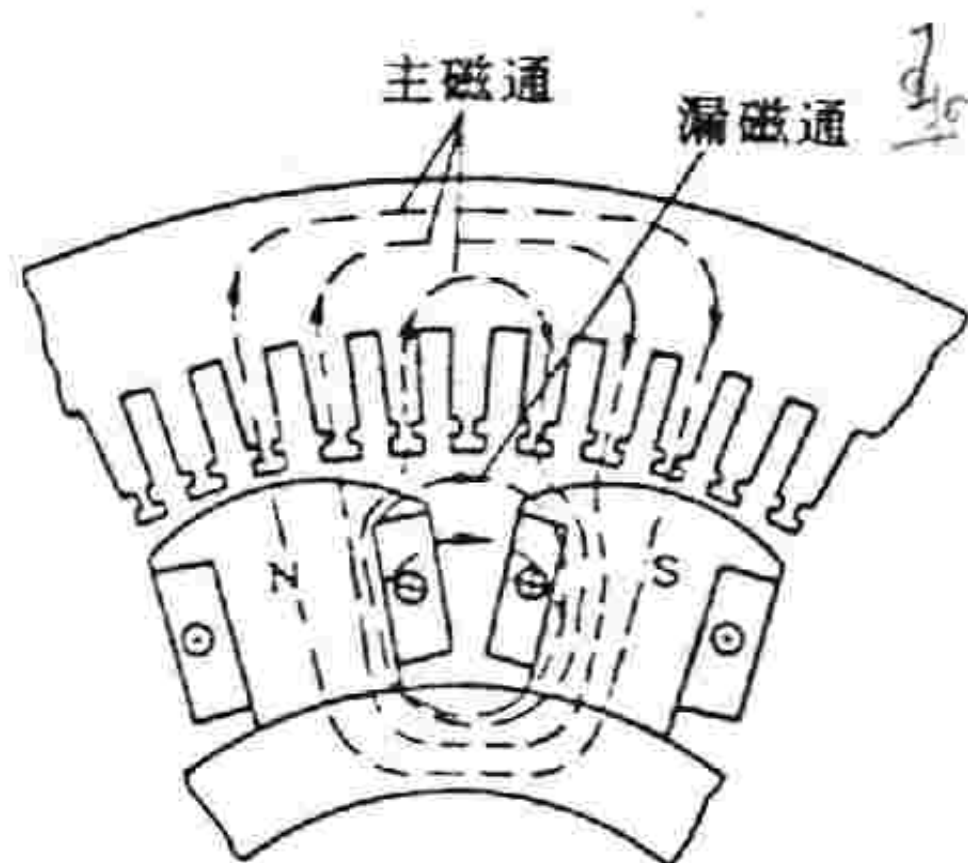


图 10-1 同步发电机的空载磁路

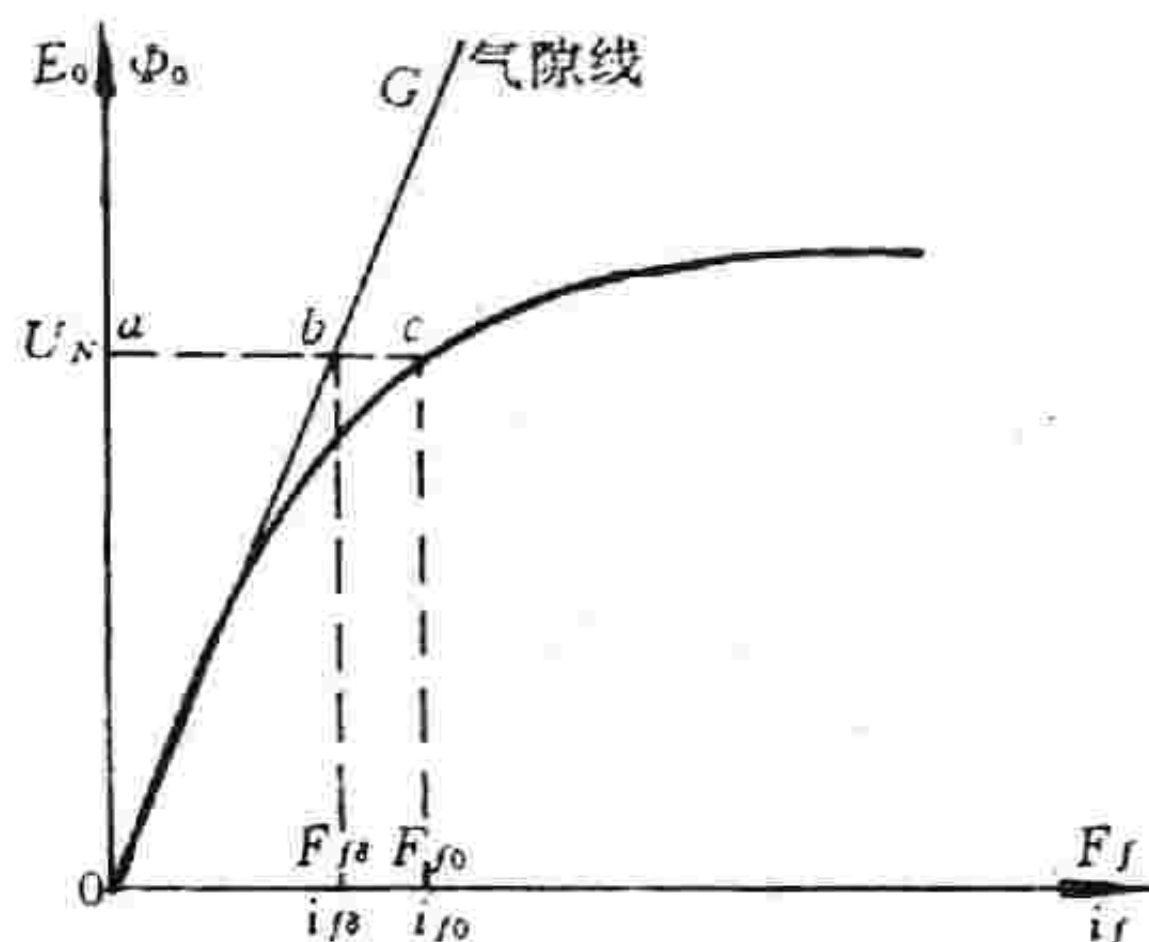


图 10-2 同步发电机的空载特性
(磁化曲线)

这样, 改变励磁电流 i_f , 就可得到不同的 Φ_0 和励磁电动势 E_0 , 曲线 $E_0 = f(i_f)$ 表示在同步转速下, 空载电动势 E_0 与励磁电流 i_f 之间关系, 称为发电机的空载特性(*on-load characteristic*)。如图 10-2 所示。由于 $E_0 \propto \Phi_0$, $i_f \propto F_f$, 所以空载曲线实质上就反映了电机的磁化曲线。

当主磁通 Φ_0 较小时, 整个磁路处于不饱和状态, 绝大部分磁动势消耗于气隙, 所以空载特性的下部是一条直线。与空载曲线下部相切的线 OG , 称为气隙线 (air gap line)。随着 Φ_0 的增大, 铁心逐渐饱和, 空载曲线逐渐变弯。空载特性是同步发电机的基本特性之一。

一般设计的电机, 空载电动势等于额定电压的一点在曲线转弯处, 电机的饱和因数 (saturation factor) 为

$$k_\mu = \frac{\overline{ac}}{ab} = \frac{i_{f0}}{i_{f\beta}} \quad (10-2)$$

普通同步电机的 k_μ 值一般在 1.1~1.25 左右。

从上面的分析知道, 空载特性反映了发电机的磁化特性, 而磁化特性不管空载或负载都能用。所以从这个意义上看, 空载特性不仅用在空载情况, 负载情况也是适用的。

§ 10-2 三相同步发电机的电枢反应

同步发电机空载时, 电机中只有一个同步旋转的励磁磁动势, 带上负载以后, 由于电枢绕组有电流通过, 就出现第二个磁动势——电枢磁动势 (armature m. m. f)。如果绕组对称, 三相负载亦对称, 电枢磁动势的基波就将为一同步旋转的旋转磁动势。励磁磁动势的基波和电枢磁动势基波二者之和, 就构成了负载时的合成磁动势, 从而决定了气隙合成磁场。负载时电枢磁动势的基波对主极磁场基波的影响, 就称为电枢反应 (armature reaction)。因此, 电枢磁动势又称为电枢反应磁动势。

值得提出的是: 同步电机的电枢磁动势的基波与励磁磁动势转速相同, 转向一致, 因此它们在空间保持相对静止。正由于这种相对静止, 才使它们之间的相互关系保持不变, 从而建立稳定的气隙磁场和产生平均电磁转矩, 实现机、电能量转换。实际上, 定、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。

分析电枢反应时采用时间相量和空间矢量统一图, 这种图简称为“时空相矢图”。

一、时空相矢图 (phasor/vector diagram)

要作出时空相矢图, 首先要知道哪些是时间相量, 哪些是空间矢量, 它们之间有什么关系。

1. 空间矢量 (space vector)

凡是沿空间按正弦分布的量都是空间矢量。

基波励磁磁动势 F_A 及其磁密 B_0 为一空间矢量, 该矢量位于转子的极轴线上, 方向为 N 极指向, 以同步速旋转, 如图 10-3 所示。

电枢磁动势 F_a (在磁动势一章中为 F_1) 也为空间矢量, 它的位置可以这样来确定, 即当某相电流达到最大时, 电枢磁动势 F_a 刚好转到该相绕组的轴线上。它的指向与绕组中的电流方向符合右手螺旋定则, 也是以同步速旋转, 而且转向与转子的一致, 如图 10-4 所示。图中 A

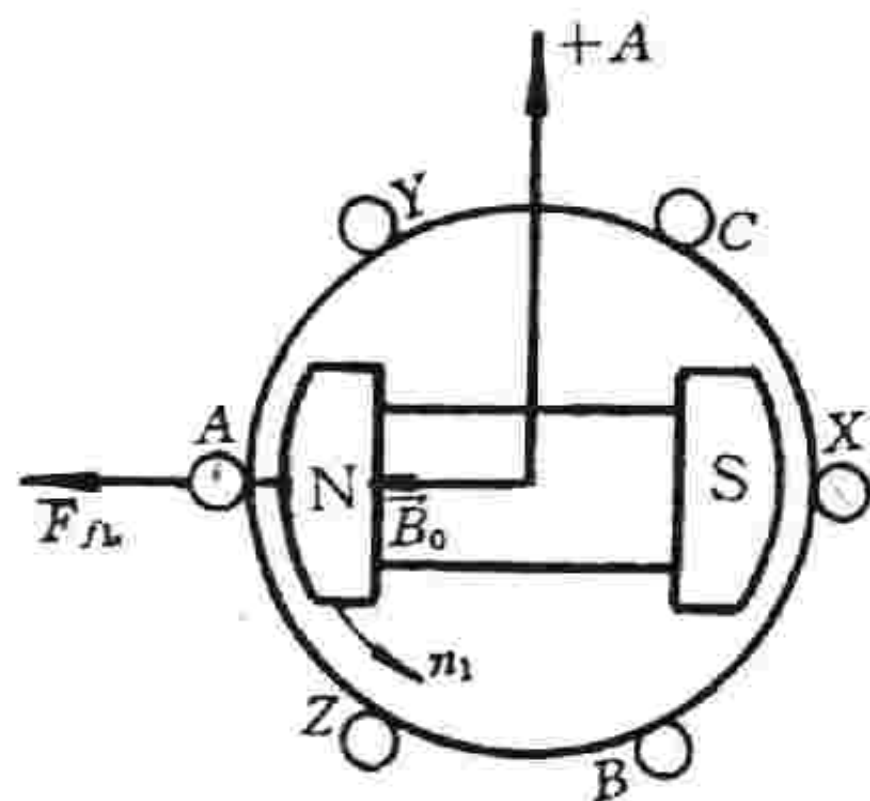
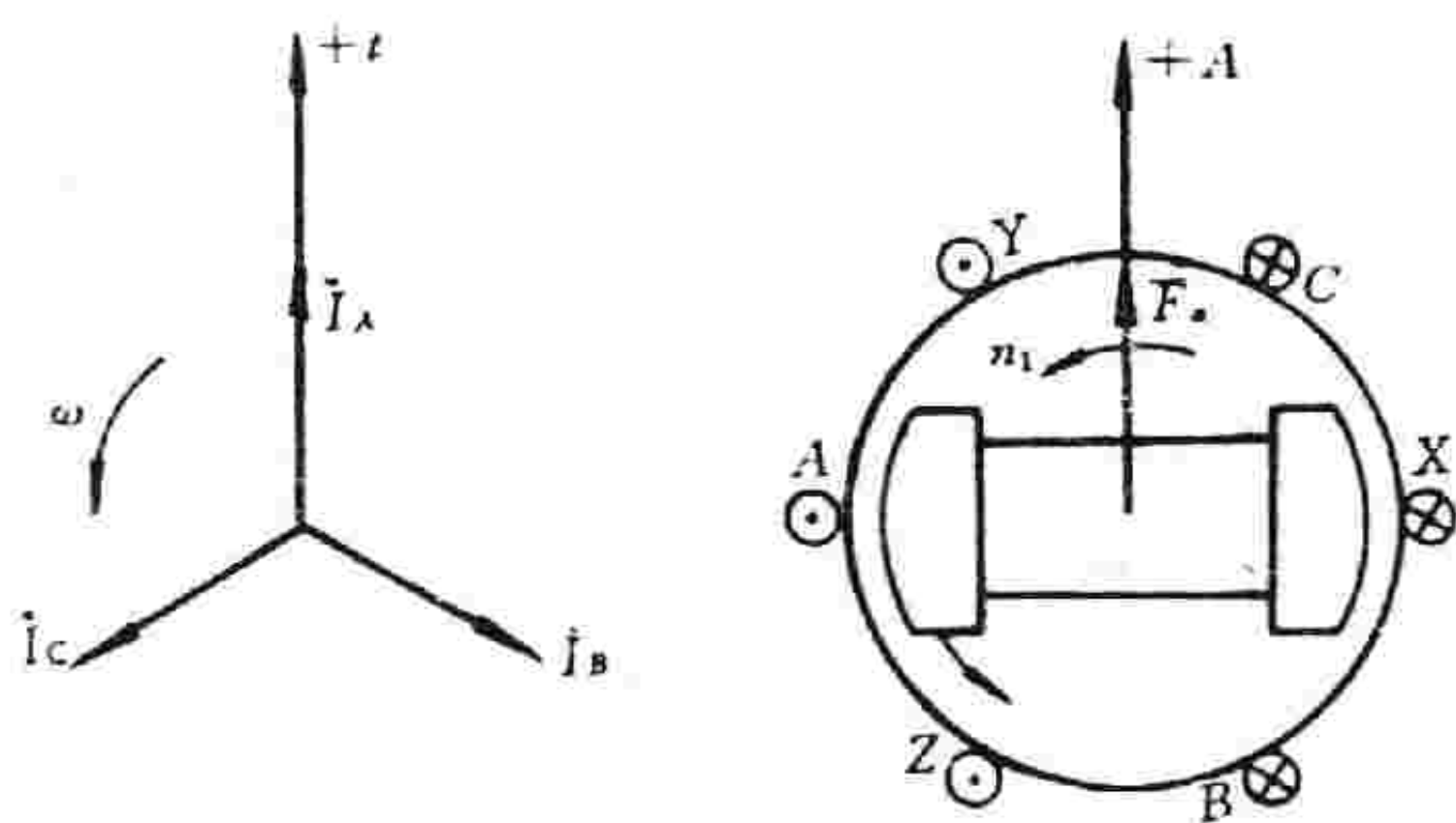


图 10-3 励磁磁动势空间矢量

相电流最大, 所以 F_a 刚好转到 A 相轴线上。(电流的规定正方向仍由末端流向首端)。

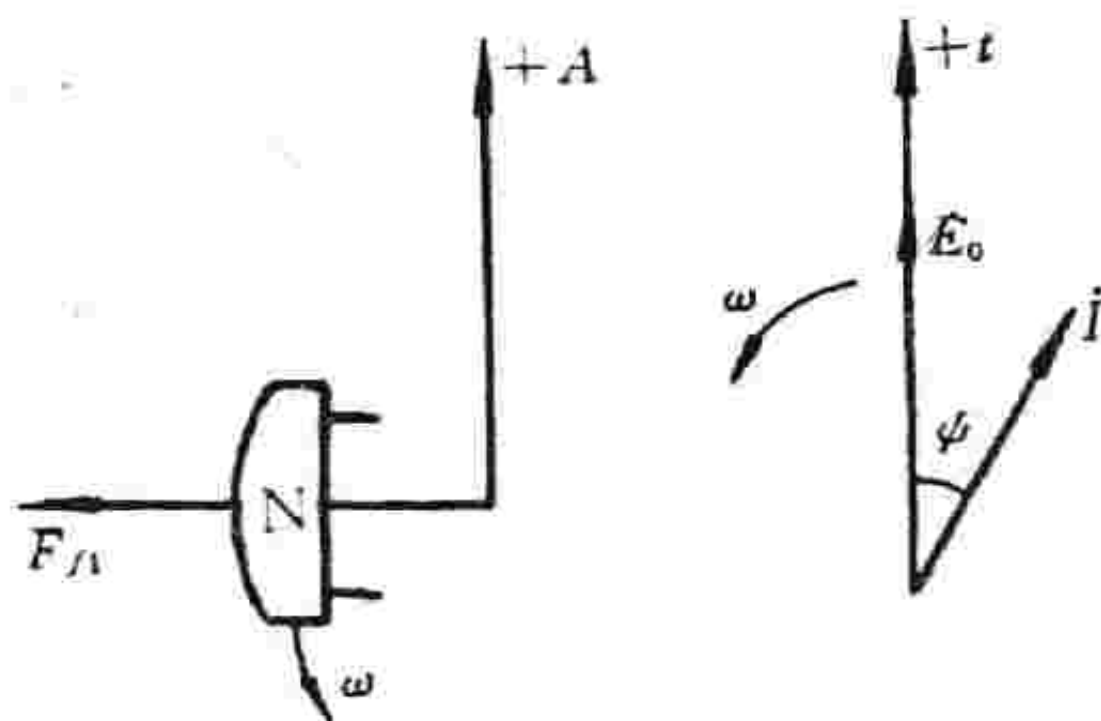
2. 时间相量 (timing phaser)

凡是随时间按正弦规律变化的量都是时间相量,同步电机的电动势、电流等都是时间相量。空间矢量 F_A 和 F_c 都是指整个电机的量,没有三相之分,而时间相量却有三相之分。由于是研究电机带三相对称负载运行,所以,为了简便,在今后的相量图中,仅画 A 相,而且在相量符号中不加注脚 A。其它相的量可根据互差 120° 画出来。



(a) (b)

图 10-4 电枢磁动势空间矢量



(a) (b)

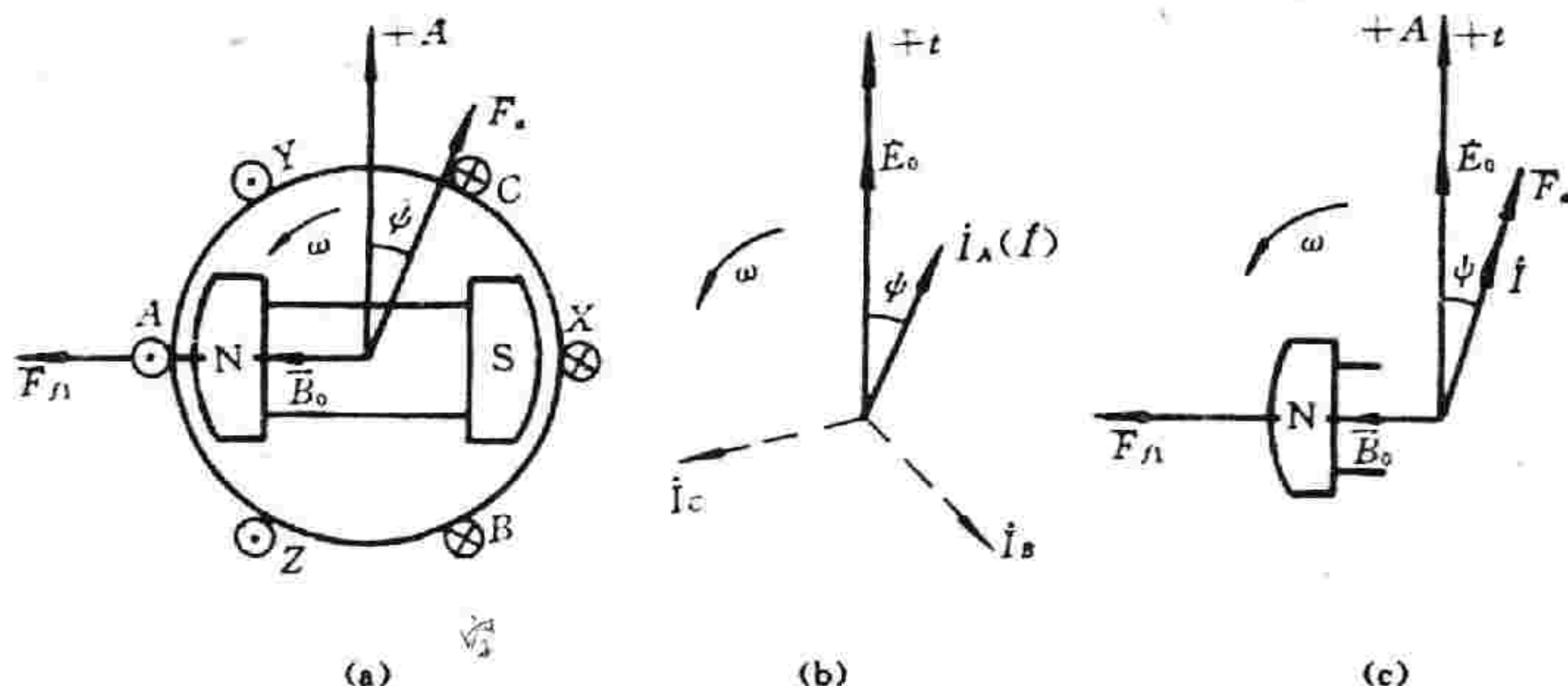
图 10-5 空载电动势相位的确定

同步电机的空载电动势(励磁电动势) E_0 是时间相量,该相量的相位由转子的位置决定。如转子处于图 10-3 位置,当电动势正方向与电流正方向一致时, A 相感电动势为正的极大,所以 E_0 位于时间轴线上。如图 10-5(b)所示。电动势相量的角频率与转子旋转的角速度都是 ω 。

同步电机的电枢电流 I (armature current) 也是时间相量,它的相位决定于电机内部的阻抗和负载的性质。电机内部的阻抗和负载的性质决定了电枢电流和空载电动势之间的相位差角 ϕ , ϕ 称为内功率因数角。如图 10-5(b)所示。

3. 时空相矢图

由于空间矢量和时间相量旋转的角速度都是 ω , 为了分析上的方便,我们可以把空间轴线 $+A$ 与时间轴线 $+t$ 重合在一起,这样,空间矢量和时间相量就画在同一张图里,这种图就是时空相矢图。例如转子位置如图 10-6(a)所示,此时 F_A 在 $+A$ 轴前 90° , 根据 $e = b_a l v$ 可知,该瞬



(a) (b) (c)

图 10-6 时空相矢图的画法

间 A 相电动势最大, 所以 $\dot{E}_0$ 与 $+t$ 轴重合。设电枢电流 $\dot{I}$ 落后于 $\dot{E}_0$ 以 ψ 角, 根据某相电流最大时, $\vec{F}_a$ 刚好转到该相绕组的轴线上, 可知 $\vec{F}_a$ 应落后于 $+A$ 轴 ψ 角。因为当电流转过 ψ 角达到最大, 此时 $\vec{F}_a$ 也转过 ψ 角与 $+A$ 轴重合。然后把空间矢量图和时间相量图重合, 即得时空相矢量图, 如图 10-6(c) 所示。

综合以上所述, 在时空相矢量图上 $\dot{E}_0$ 总是落后于 $\vec{F}_\Omega$ 以 90° ; $\vec{F}_a$ 总是与 $\dot{I}$ 重合。 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{I}$ 之间的相位差 ψ 是随着负载的性质不同而改变的。因此 $\vec{F}_a$ 与 $\vec{F}_\Omega$ 之间相对位置完全取决于 ψ 角(它们之间的空间相位差为 $90^\circ + \psi$ 角)。所以电枢反应的性质是由 ψ 角决定的。也就是说单机运行时, 电枢反应的性质是由负载的性质决定的。

二、不同 ψ 角时的电枢反应

1. $\dot{I}$ 与 $\dot{E}_0$ 同相位($\psi=0$)时的电枢反应

图 10-7(a) 表示这种情况的时空相矢量图。在时空相矢量图上, $\dot{E}_0$ 落后于 $\vec{F}_\Omega$ 以 90° , 由于 $\psi=0$, $\dot{I}$ 与 $\dot{E}_0$ 同相位。然后根据 $\vec{F}_a$ 与 $\dot{I}$ 重合, 可作出 $\vec{F}_a$ 矢量。由图可知, $\vec{F}_a$ 作用在与 $\vec{F}_\Omega$ 相垂直的方向。因为通常把转子磁极轴线称为直轴(或 d 轴)(*direct axis*), 与它垂直的极间中心线称为交轴(或 q 轴)(*quadrature axis*)。那么, $\vec{F}_\Omega$ 总是位于直轴上, 当 $\psi=0$ 时, $\vec{F}_a$ 则位于交轴上, 所以这种情况称为交轴电枢反应, 这种情况的 $\vec{F}_a$ 称为交轴电枢反应磁动势, 常用 $\vec{F}_{aq}$ 表示。其合成磁动势为

$$\vec{F}_s = \vec{F}_\Omega + \vec{F}_a \quad (10-3)$$

图 10-7(b) 表示了 $\vec{F}_\Omega$ 、 $\vec{F}_a$ 以及 $\vec{F}_s$ 波形和相对位置。由图 10-7(a) 和 (b) 可以看出交轴电枢反应的作用为:

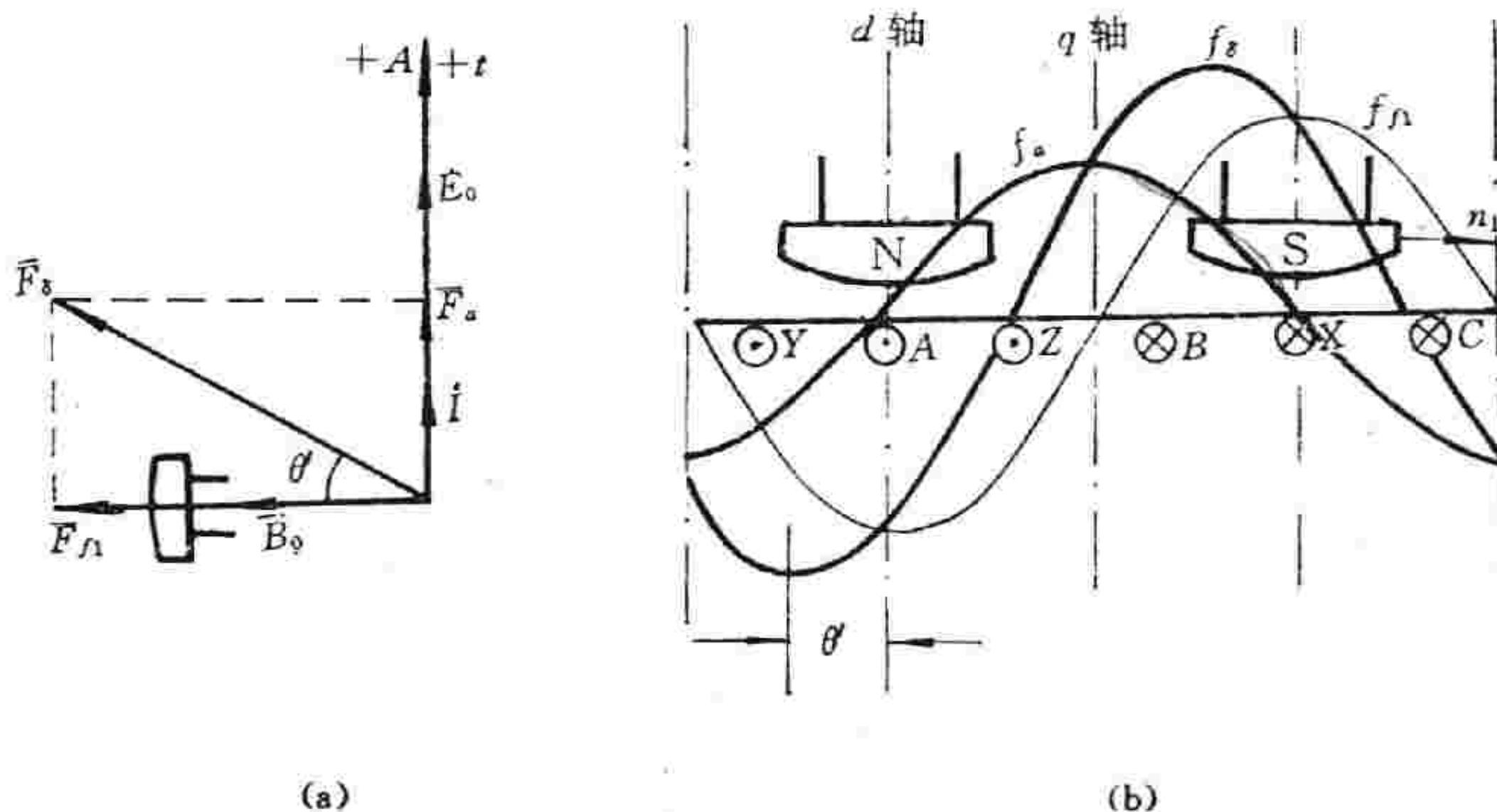


图 10-7 $\psi=0$ 时的电枢反应

(1) 对主磁场而言, 交轴电枢反应磁动势在前极端(顺转向看、极靴的前部)起去磁作用, 在后极端(顺转向看, 极靴的后部)起加磁作用。定子合成磁动势 $\vec{F}_s$ 较 $\vec{F}_\Omega$ 扭斜了 θ 角, 幅值也有所增加, 从而使气隙磁场的大小也有所增加。

(2) 以后可以知道, 同步电机的电磁转矩和能量转换与交轴电枢反应密切相关。只有具有交轴电枢反应, 定子合成磁动势和主磁极之间才会形成一定的 θ 角, 从而才能实现机、电能量

转换,所以交轴电枢反应是实现机、电能量转换的必要条件。

2. i 落后 E_0 以 90° ($\psi = 90^\circ$) 时的电枢反应

图 10-8(a)表示了这种情况的时空相矢图。图 10-8(b)表示了 F_n 、 F_a 以及合成磁动势 F_s 的波形和相对位置。

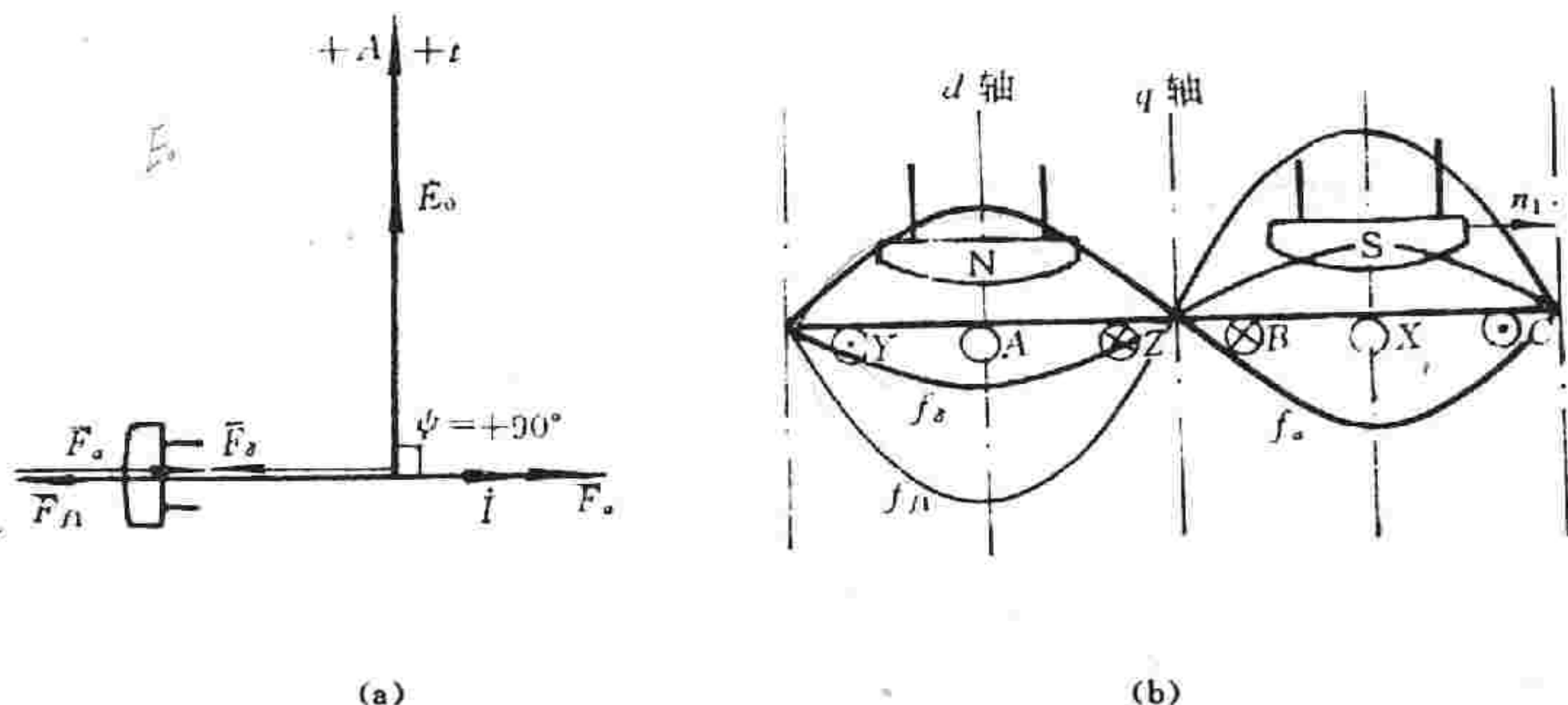


图 10-8 $\psi = 90^\circ$ 时的电枢反应

此时由于 i 落后于 E_0 以 90° , 所以 A 相电流要等 ωt 再经过 90° 以后才能达到最大。因此在所研究的瞬间, 电枢反应磁动势应位于图 10-8(b) 中所示位置。该位置恰好满足当 A 相电流相量转过 90° 达到最大时, 电枢磁动势波幅刚好转过 90° 达到 A 相绕组轴线上。由图可知, 电枢反应磁动势的波幅恰好和磁极轴线 (d 轴) 重合, 所以这种电枢反应称为直轴电枢反应。这种情况的 F_a 称为直轴电枢反应磁动势, 常用 F_{ad} 表示。

由图可以看出 $\psi = 90^\circ$ 时的直轴电枢反应的作用为

- (1) 对主磁场而言, 直轴电枢反应磁动势起去磁作用, 使得气隙合成磁场减小。
- (2) 由于合成磁动势没有扭斜现象 ($\theta = 0$), 此时直轴电枢反应磁场与励磁磁场正对着, 不产生切向力, 所以不产生电磁转矩, 因而也不能进行机电能量转换。

3. i 超前于 E_0 以 90° ($\psi = -90^\circ$) 时的电枢反应

图 10-9(a)表示了这种情况的时空相矢图, 图 10-9(b)表示了 F_n 、 F_a 以及合成磁动势 F_s 的波形及相对位置。

此时由于 i 超前于 E_0 以 90° , 所以 A 相电流要等 ωt 再退回来 90° 以后才达到最大, 因此, 在所研究的瞬间, 电枢磁动势应位于图 10-9(b) 所示位置。该位置恰好满足当 A 相电流相量后退 90° 达到最大时, 电枢磁动势波幅刚好后退 90° 达到 A 相绕组轴线上。

由图可知, 电枢磁动势的波幅也恰好和磁极轴线重合, 所以这种电枢磁动势也称为直轴电枢磁动势。

由图可以看出 $\psi = -90^\circ$ 时直轴电枢反应的作用为

- (1) 对主磁场而言, 直轴电枢反应磁动势起加磁作用, 使得气隙合成磁场增强。
- (2) 由于合成磁动势也没有扭斜现象 ($\theta = 0$), 所以也不会产生电磁转矩, 也不能进行机电能量转换。

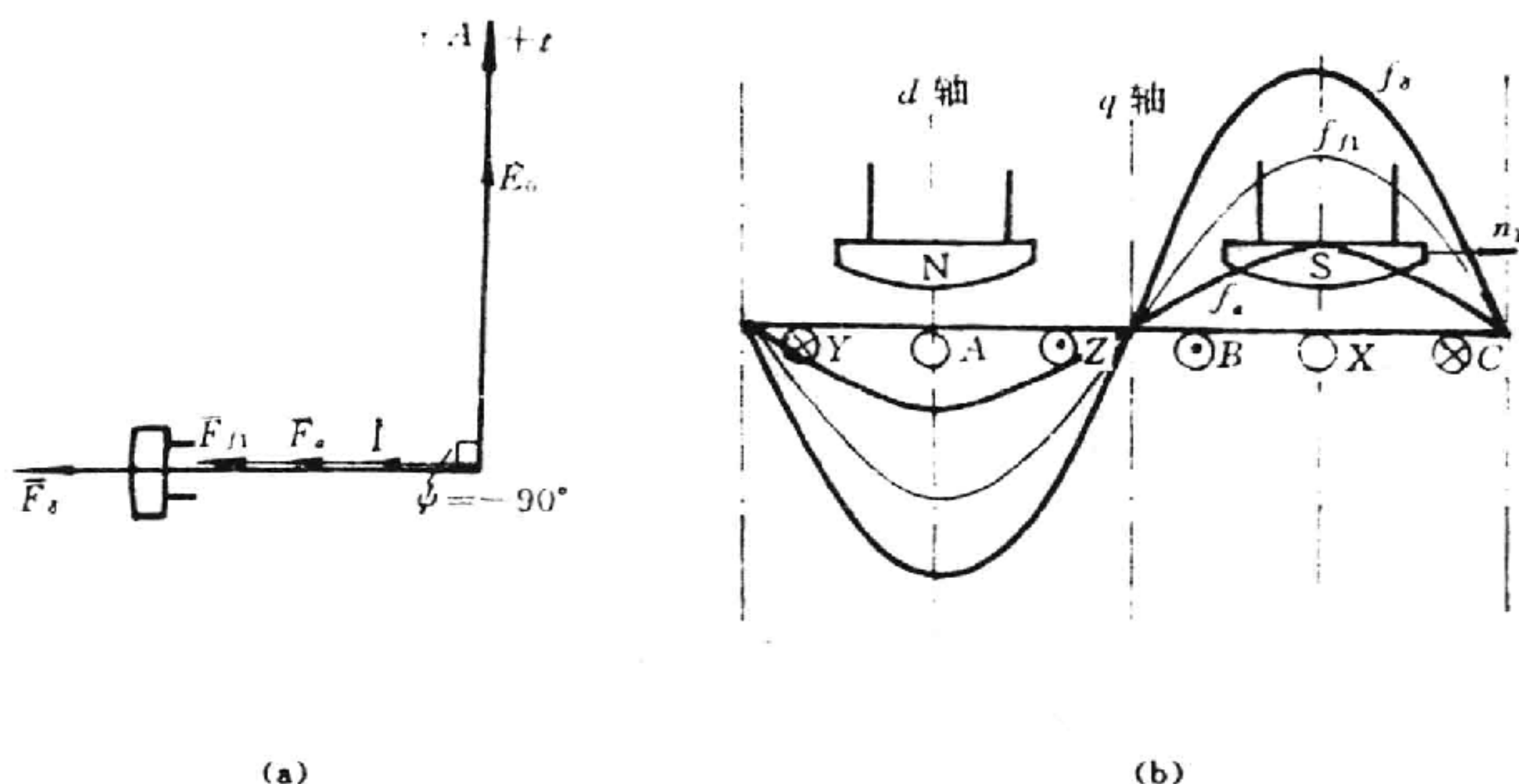


图 10-9 $\psi = -90^\circ$ 时的电枢反应

4. 一般情况下的电枢反应

图 10-10(a) 表示 ψ 既不等于零又不等于 90° 时的时空相矢图。

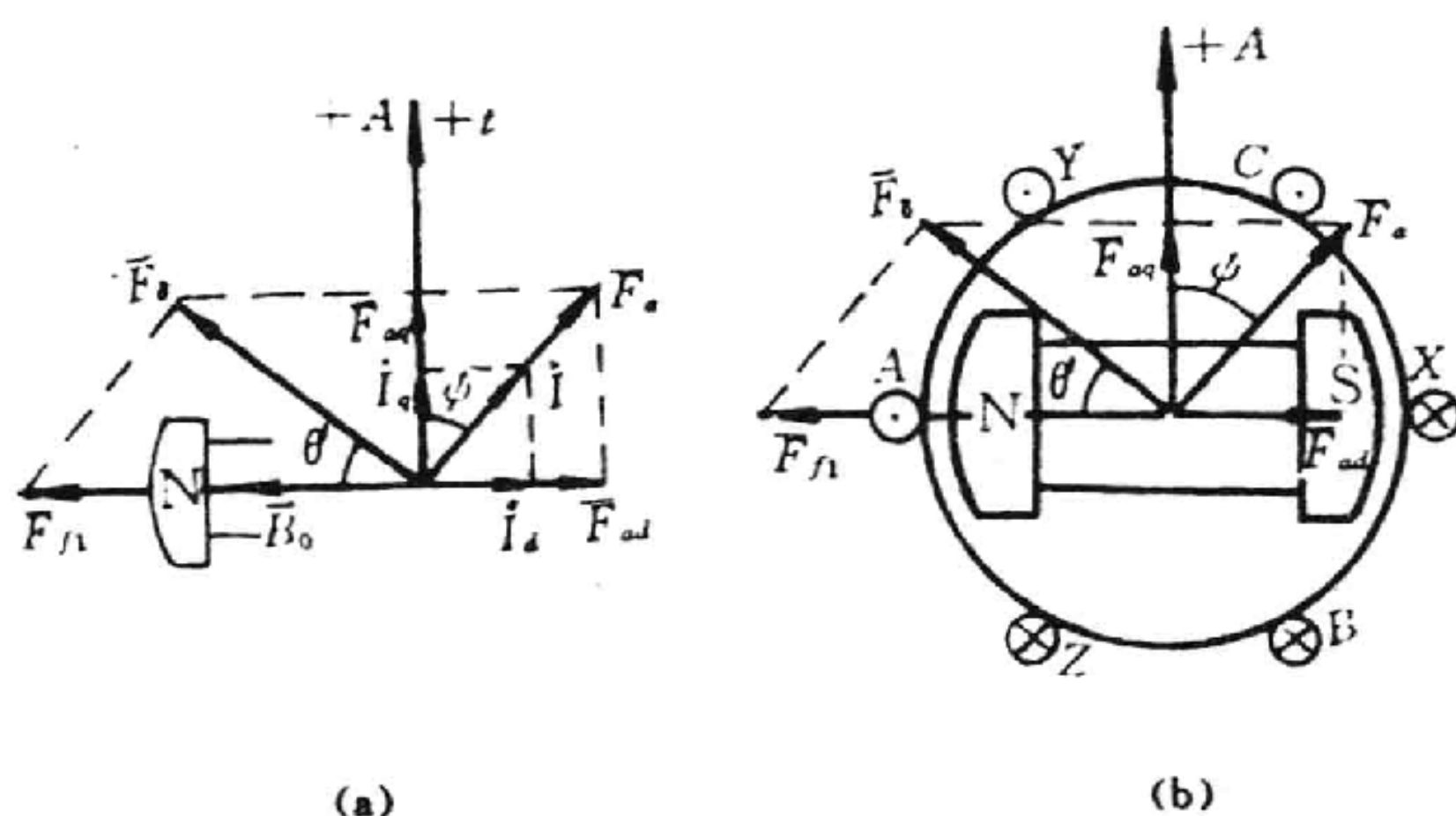


图 10-10 $0 < \psi < 90^\circ$ 时的电枢反应

设电枢电流落后于 E_0 以 ψ 角 ($0 < \psi < 90^\circ$)，在这种情况下，电枢磁动势落后于励磁磁动势 ($90^\circ + \psi$) 电角。电枢磁动势可以分解成直轴和交轴两个分量。

$$\begin{aligned} F_a &= F_{ad} + F_{aq} \\ F_{ad} &= F_a \sin \psi \\ F_{aq} &= F_a \cos \psi \end{aligned} \quad (10-4)$$

F_{ad} 称为直轴电枢反应磁动势， F_{aq} 称为交轴电枢反应磁动势。

如果我们把电流 i 也分解成 i_d 和 i_q 两个分量，则

$$\begin{aligned} i &= i_d + i_q \\ i_d &= I \sin \psi \\ i_q &= I \cos \psi \end{aligned} \quad (10-5)$$

其中 $\dot{I}_q$ 与 $\dot{E}_0$ 同相位。三相电流的 q 轴分量(即 $\dot{I}_{Aq}, \dot{I}_{Bq}, \dot{I}_{Cq}$)产生交轴电枢反应磁动势 $\vec{F}_{aq}$; $\dot{I}_d$ 落后于 $\dot{E}_0$ 以 90° , 三相电流的 d 轴分量(即 $\dot{I}_{Ad}, \dot{I}_{Bd}, \dot{I}_{Cd}$)产生直轴电枢反应磁动势 $\vec{F}_{ad}$ 。

由图可以看出, 交轴电枢反应磁动势使气隙磁场扭斜, 产生 θ 角, 从而进行机电能量转换; 直轴电枢反应磁动势对励磁磁动势起去磁作用, 使气隙磁场减小。

如果 $\dot{I}$ 超前于 $\dot{E}_0$ 以 ψ 角 ($-90^\circ < \psi < 0^\circ$), 用同样的方法分析可知, 交轴电枢反应磁动势使气隙磁场扭斜, 而直轴电枢反应磁动势对励磁磁动势起加磁作用, 使气隙磁场加强。

从以上分析中, 我们可以看到: 只有交轴电枢反应的存在, 才能实现机械能与电能之间的转换。而直轴电枢反应的存在, 将只引起气隙磁场的变化。进而引起电机端电压的变化。

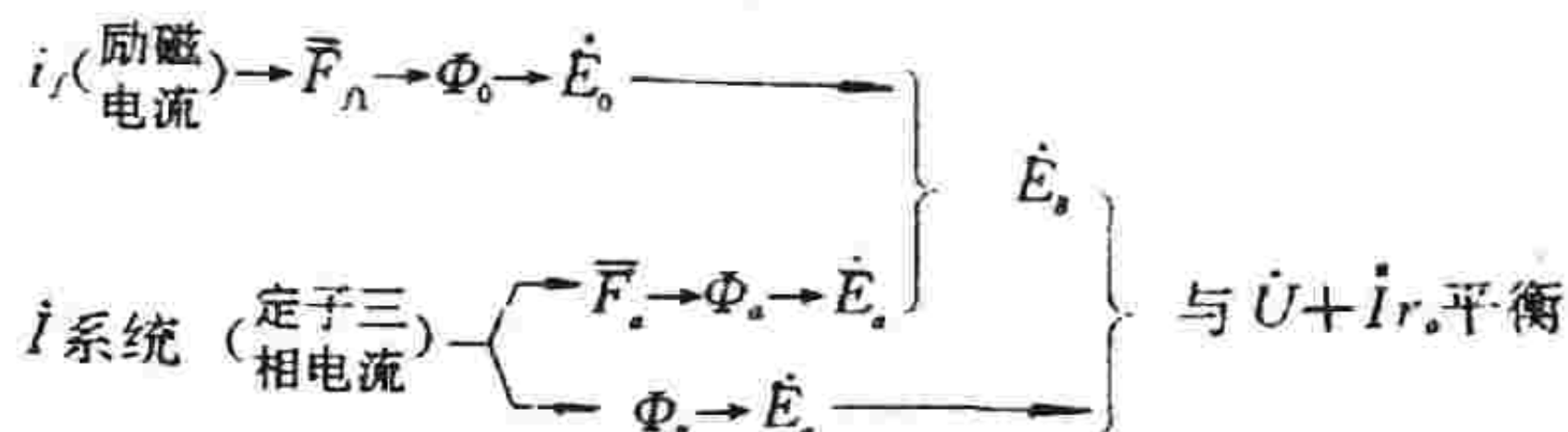
§ 10-3 隐极同步发电机的电动势方程式、 同步电抗和相量图

上一节讨论了发电机负载时的电枢反应对气隙磁场的影响, 这一影响要导致电枢绕组里感应电动势的变化。这一节是在这一基础上讨论电动势、电压、电流、功率因数及励磁电流之间的关系。电动势方程式和相量图是分析这些关系的基本方法。

我们首先研究隐极同步电机的方程式和相量图, 然后分析凸极情况。而且分别按不考虑饱和和考虑饱和两种情况来分析。

一、不考虑饱和时的电动势方程式、同步电抗和相量图

负载运行时, 同步发电机内共有两个磁动势: 励磁磁动势 $\vec{F}_f$ 和电枢磁动势 $\vec{F}_a$ ($F_a = 1.35 \frac{I_1 \omega_1}{p} \cdot k_{w1}$)。不计饱和时, 可用迭加原理, 分别求出 $\vec{F}_f$ 和 $\vec{F}_a$ 单独作用时产生的磁通量 Φ_0, Φ_a 和电动势 $\dot{E}_0, \dot{E}_a$, 再考虑到电枢漏磁场产生于每一相的漏磁通 Φ_s 和漏磁电动势 $\dot{E}_s$ 。可得如下关系:



按照图 10-11 一相绕组中的电动势、电压和电流规定正方向可列出一相的电动势平衡方程式。

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I} r_a \quad (10-6)$$

式中 $\dot{U}$ 为电枢一相绕组的端电压, $\dot{I} r_a$ 为电枢一相绕组的电阻压降。由于电机三相负载对称, 所以只需列出一相的电动势方程式即可。

由于电枢反应电动势 E_a 正比于电枢反应磁通 Φ_a ($E_a = 4.44 f \omega_1 k_{w1} \Phi_a$), 不考虑饱和及定子铁耗时, 电枢反应磁通 Φ_a 又正比于电枢磁动势和电枢电流, 即

$$E_a \propto \Phi_a \propto F_a \propto I$$

于是

$$E_a \propto I$$

在时间相位上, $\dot{E}_a$ 落后于 Φ_a 以 90° 相角, 而 Φ_a 与 $\dot{I}$ 同相, 所以 $\dot{E}_a$ 落后于 $\dot{I}$ 以 90° 相角, 因此

$m. f)$, 以 $\dot{E}_s$ 表示, 即

$$\dot{E}_s = \dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{U} + \dot{I} r_a + j \dot{I} x_s \quad (10-10)$$

它们的相量关系也表示在图(10-12)中。

例 10-1 一台隐极式同步发电机, 分别在 $U, I, \cos \varphi_1$ (滞后) 与 $U, I, \cos \varphi_2$ (滞后) 两种情况下运行。其中 U 和 I 保持不变, 而 $\cos \varphi_1 > \cos \varphi_2$, 问哪一种情况下所需的励磁电流大? 为什么?

解: 用隐极发电机的相量图说明之(图 10-13)。以 $\dot{U}$ 为参考相量。略去电枢电阻 r_a , 因为 $\cos \varphi_1 > \cos \varphi_2$, 则 $\varphi_1 < \varphi_2$, 即第二种运行状态电流滞后得更多, 由相量图可以得出 $E_{02} > E_{01}$; 于是 $i_{f2} > i_{f1}$ 这是由于在滞后的功率因数时, $\cos \varphi$ 愈小, 电枢反应去磁作用愈强, 为了获得一样的端电压, 必须增大励磁。在运行中, 当 $\cos \varphi$ 变小所需励磁电流增大时, 必须注意转子的温升不能超过额定温升值。

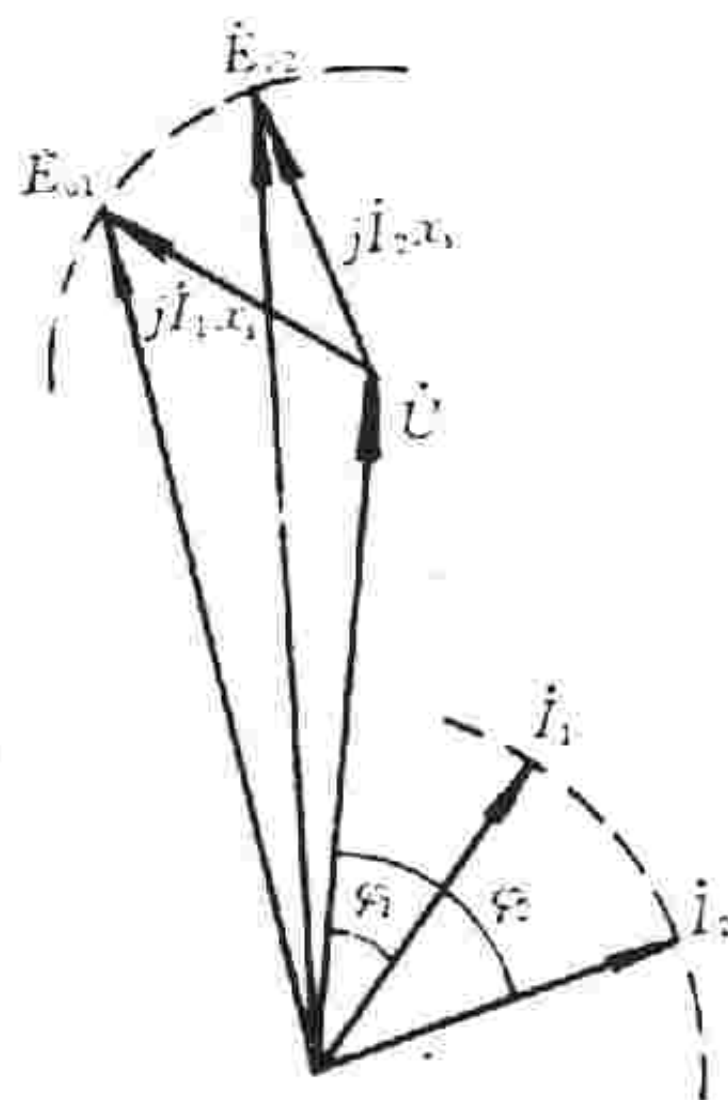
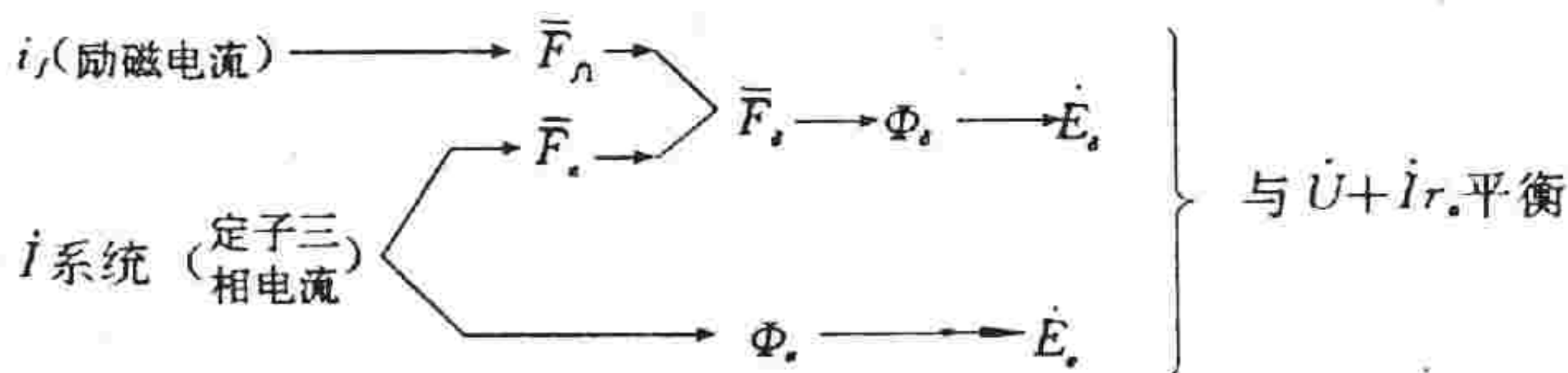


图 10-13 相量图

二、考虑饱和时的磁动势——电动势相矢图

在大多数情况下, 同步电机都在接近于饱和的区域(磁化曲线的膝部)运行。这时由于磁路的非线性, 迭加原理就不再适用。此时必须首先求出作用在主磁路上的合成磁动势, 然后利用电机的磁化曲线(空载特性), 才能找出负载时的气隙磁通和气隙电动势 $\dot{E}_s$, 其关系如下:



此时气隙中基波合成磁动势(简称气隙磁动势) $\bar{F}_s$ 为

$$\bar{F}_s = \bar{F}_f + \bar{F}_a \quad (10-11)$$

根据基尔霍夫第二定律, 电路回路的电动势方程式应为

$$\dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I} r_a + j \dot{I} x_s \quad (10-12)$$

根据磁动势方程式(10-11)和电动势方程式(10-12)作出的相矢图, 称为磁动势——电动势相矢图。

下面介绍, 当已知 $U, I, \cos \varphi, r_a$ 和 x_s 以及空载特性时, 绘制磁动势——电动势相矢图的步骤。以感性负载为例。

(1) 根据 $\dot{U}, \dot{I}$ (即 $U, I, \cos \varphi$) 以及 r_a 和 x_s 按式(10-12)可以作出 $\dot{E}_s$ 。为了作图方便, 一般把电压 $\dot{U}$ 相量放在空载特性的纵坐标上, 如图 10-14 所示。在一般大型电机里 $I r_a$ 不及 U 的 1%, 中、小型电机也只有 1—2% 左右, 所以在实用的相量图中可以忽略。为了清晰起见, 图中 $\dot{I} r_a$ 被放大了。

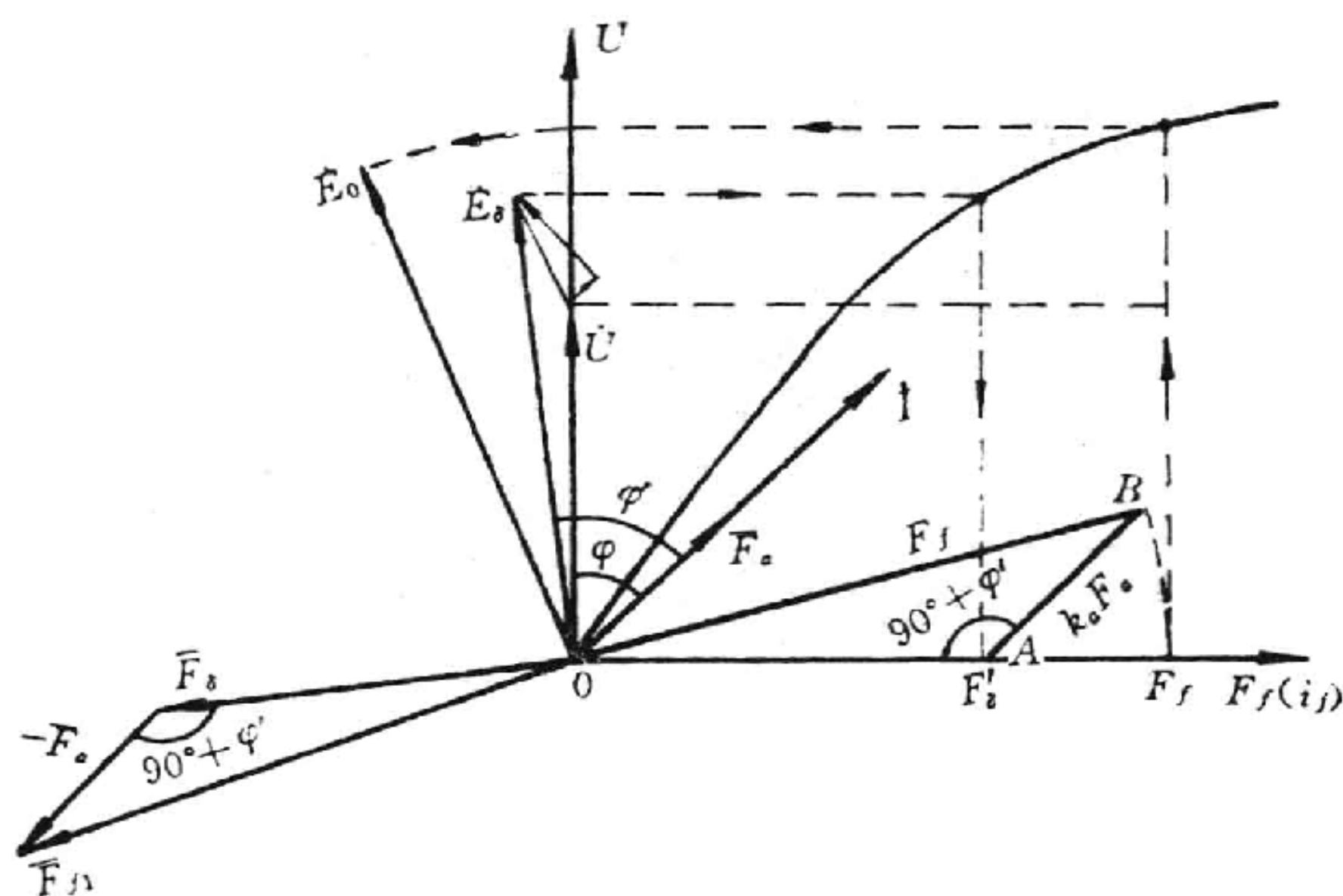


图 10-14 隐极同步发电机磁动势——电动势相矢图

(2) 由气隙电动势 E_s 决定气隙合成磁动势 F_s 的大小和位置。 F_s 的位置领先于 E_s 以 90° ，它的大小是否可以从空载特性直接获得呢？由于通常的空载特性（换个比例尺即为磁化曲线）都是用励磁磁动势的幅值或励磁电流作为横坐标。而隐极电机励磁磁动势为一阶梯形波，如图 10-15 所示。因此，由 E_s 从空载特性的横坐标上找出的气隙合成磁动势 F' ，为一阶梯形波的等效磁动势。而式 (10-11) 中， F_{f1} 、 F_a 和 F_s 均为基波磁动势，所以必须把等效的气隙合成磁动势 F' ，再换算成基波的气隙合成磁动势 F_s ，换算的条件是一等效的阶梯形波气隙磁动势与一基波气隙磁动势产生同样的气隙基波磁通。即

$$F_s(\text{基波}) \rightarrow \Phi_s(\text{基波})$$

$$F'(\text{阶梯形波}) \rightarrow k_f F'(\text{基波}) \rightarrow \Phi_s(\text{基波})$$

k_f 为阶梯形波励磁磁动势分解出的基波的波形系数（见图 10-15）。

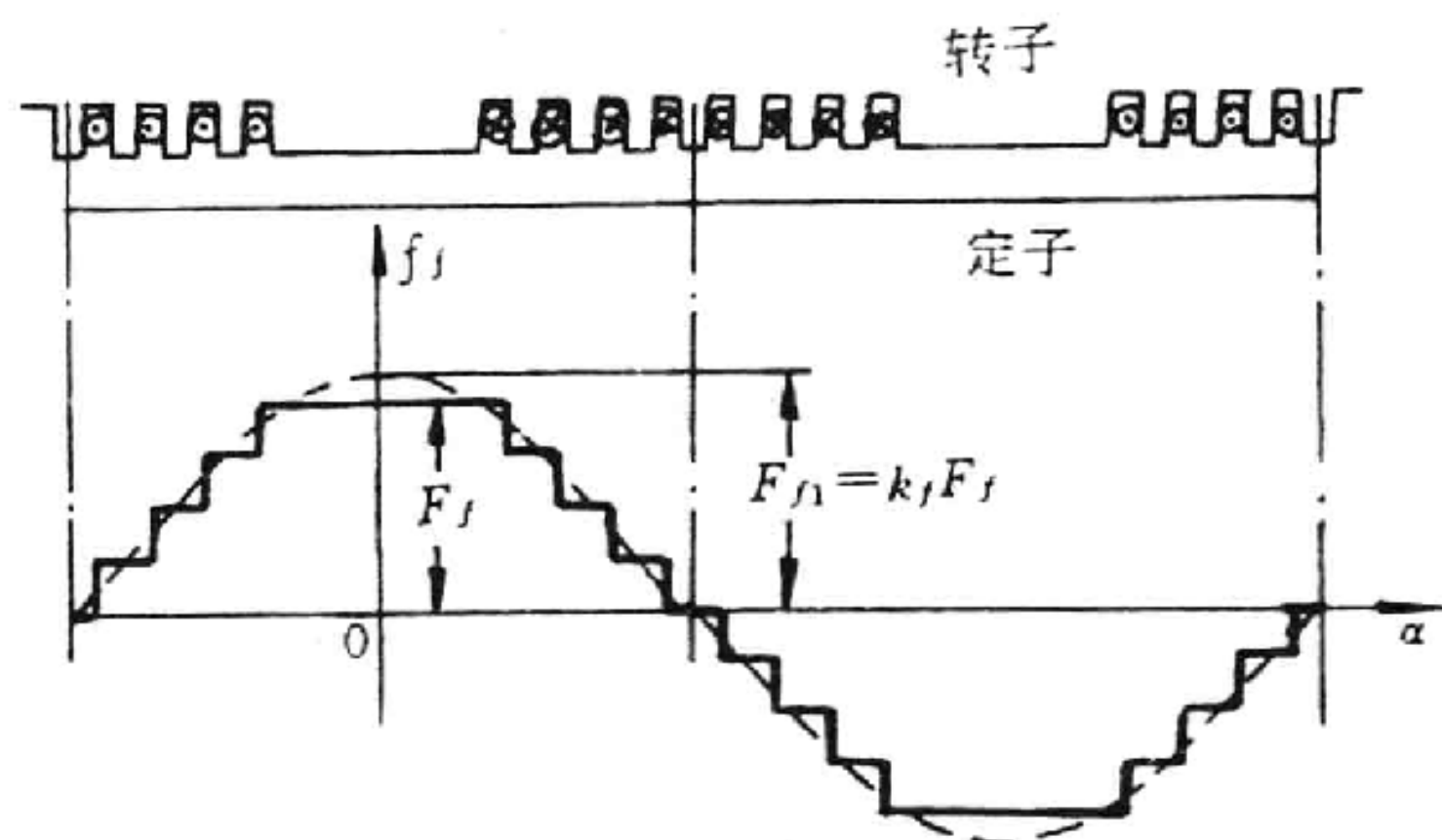


图 10-15 隐极同步电机励磁磁动势

根据等效条件可知

$$F_s = k_f F'_s$$

$$F'_s = \frac{1}{k_f} F_s = k_a F_s \quad (10-13)$$

式中 $k_a = \frac{1}{k_f}$ 称为电枢磁动势的折算系数, 它的意义是: 一个基波电枢磁动势乘以折算系数 k_a 以后就换算成了一个等值的阶梯形波励磁磁动势; 反过来说, 一个阶梯形波励磁磁动势除以 k_a (或乘以 k_f) 后, 就换算成了一个等值的电枢基波磁动势。由此可知, 当由 E_s 从空载特性的横坐标找出 F'_s 后, 把 F'_s 除以 k_a 即得 F_s , 然后在超前 E_s 以 90° 的方向截取 $\overline{OD} = F'_s / k_a$ 。

(3) 决定 F_s 的大小与位置。 F_s 的位置与 $\dot{I}$ 重合, 其大小可由计算或试验获得。它的计算公式为

$$F_s = 1.35 \frac{\omega_1 I_1}{p} k_{w1} \quad \text{安/极}$$

它的试验确定方法见短路特性一节。

(4) 根据式(10-11)求出

$$F_{f1} = F_s + (-F_a)$$

如图 10-14 中 $\overline{OC}$ 段。

(5) 把 F_{f1} 换算成阶梯形波, 即求出 $F_f = k_a F_{f1}$, 用 F_f 或 $i_f = \frac{F_f}{w_f}$ 在空载特性上找出 E_0 。然后在落后 F_{f1} 矢量方向作 E_0 相量。

绘制磁动势电动势相矢图, 还可以有其它的方法, 然而其原理都是一致的。由于只要把图 10-14 中三角形 $\triangle ODC$ 每一边乘以 k_a , 则得一相似三角形。该三角形的每一边都表示阶梯形波磁动势 F'_s 、 $k_a F_s$ 和 F_f 。所以实际作图时, 只要在图 10-14 中空载特性横坐标 F'_s 处, 作 $\overline{AB} = k_a F_s$ ($k_a F_s$ 可由空载特性和零功率因数特性求出), 使其与纵坐标轴成 ϕ 角, (ϕ 为 $\dot{I}$ 与 E_s 之夹角), 然后连接 OB 即得 $\overline{OB} = F_f$, 再把 F_f 转到横坐标上即可找出 E_0 值。如图 10-14 所示。

在这里还应该指出, 在负载时, 虽然有 F_f , 然而却不存在 E_0 , 实际绕组里只存在一个气隙电动势 E_s , 只有在负载除去后, E_0 才表现出来。

通过以上介绍的磁动势——电动势相矢图, 就可计算电机的电压调整率。所谓电压调整率, 就是指当励磁电流保持不变, 发电机从满载和额定电压下逐渐甩去全部负载时, 电压变化的百分数。即

$$\Delta U = \frac{E_0 - U_{N\phi}}{U_{N\phi}} \times 100 \quad (10-14)$$

式中 E_0 ——对应于额定负载和额定电压时的励磁电流下的空载电动势;

$U_{N\phi}$ ——额定相电压。

§ 10-4 凸极同步发电机的双反应理论

一、双反应理论(two reaction theory)

凸极同步发电机的气隙是不均匀的, 极弧下气隙较小, 极间部分气隙较大。因此同一电枢磁动势作用在不同的位置时, 电枢反应将不一样。图 10-16(a)和(b)表示同样大小的电枢磁动势分别作用在直轴和交轴位置时的电枢磁场分布图。

当正弦分布的电枢磁动势作用在直轴上时,若极弧下的气隙不均匀,则在极中心下,直轴

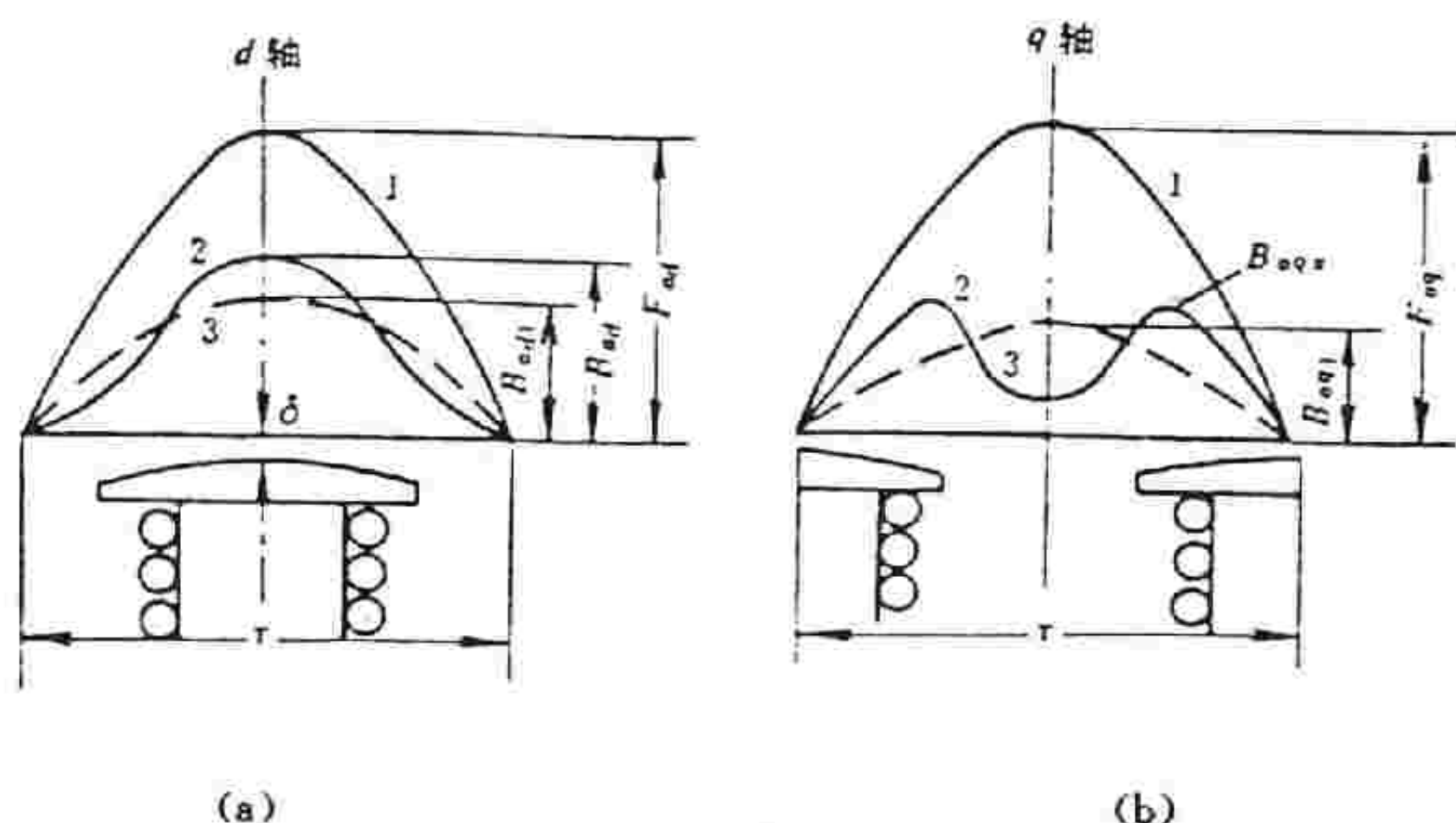


图 10-16 凸极电机的直轴和交轴磁场

电枢磁场较强,向两边逐渐减弱,而在极间区域由于电枢磁动势较小,气隙又较大,电枢磁场就很弱,如图 10-16(a)所示。当电枢磁动势作用在交轴位置时,由于极间区域气隙较大,故交轴电枢磁场比较弱;整个磁场呈马鞍形分布,如图 10-16(b)所示。由于电枢反应主要系指电枢磁动势对主极基波磁场的影响,所以在图 10-16 中,同时画出了直轴和交轴电枢磁场的基波。不难看出,若同样大小的电枢磁动势,则直轴电枢磁场基波的幅值 B_{ad1} 将比交轴电枢磁场基波幅值 B_{aq1} 大。

当电枢磁动势恰好作用于直轴($\psi=90^\circ$)或交轴($\psi=0$)位置时,由图 10-16 可见,此时电枢磁场波形是对称的,电枢反应就不难确定。但在一般情况下 ψ 是一任角度,此时电枢磁场分布是不对称的,如图 10-17 所示。其形状和大小取决于 F_a 和 ψ 两个因素。而且无法用解析的式子来表达,因此就难于直接确定电枢反应的大小。或者说,由于凸极电机气隙不均匀,气隙各处的磁阻不一样,在不同的 ψ 情况下,电枢磁动势处于不同的位置时,则有不同的电枢反应磁通,因而对应的电枢反应电抗就不是一个定值,给分析带来一定的困难。再加上由于空载特性的励磁磁动势是处于直轴上,而凸极电机的合成磁动势不一定在直轴,因而也不能简单地利用空载特性来求气隙电动势。根据这些理由,我们就不能用隐极电机的分析方法来分析凸极电机的问题。

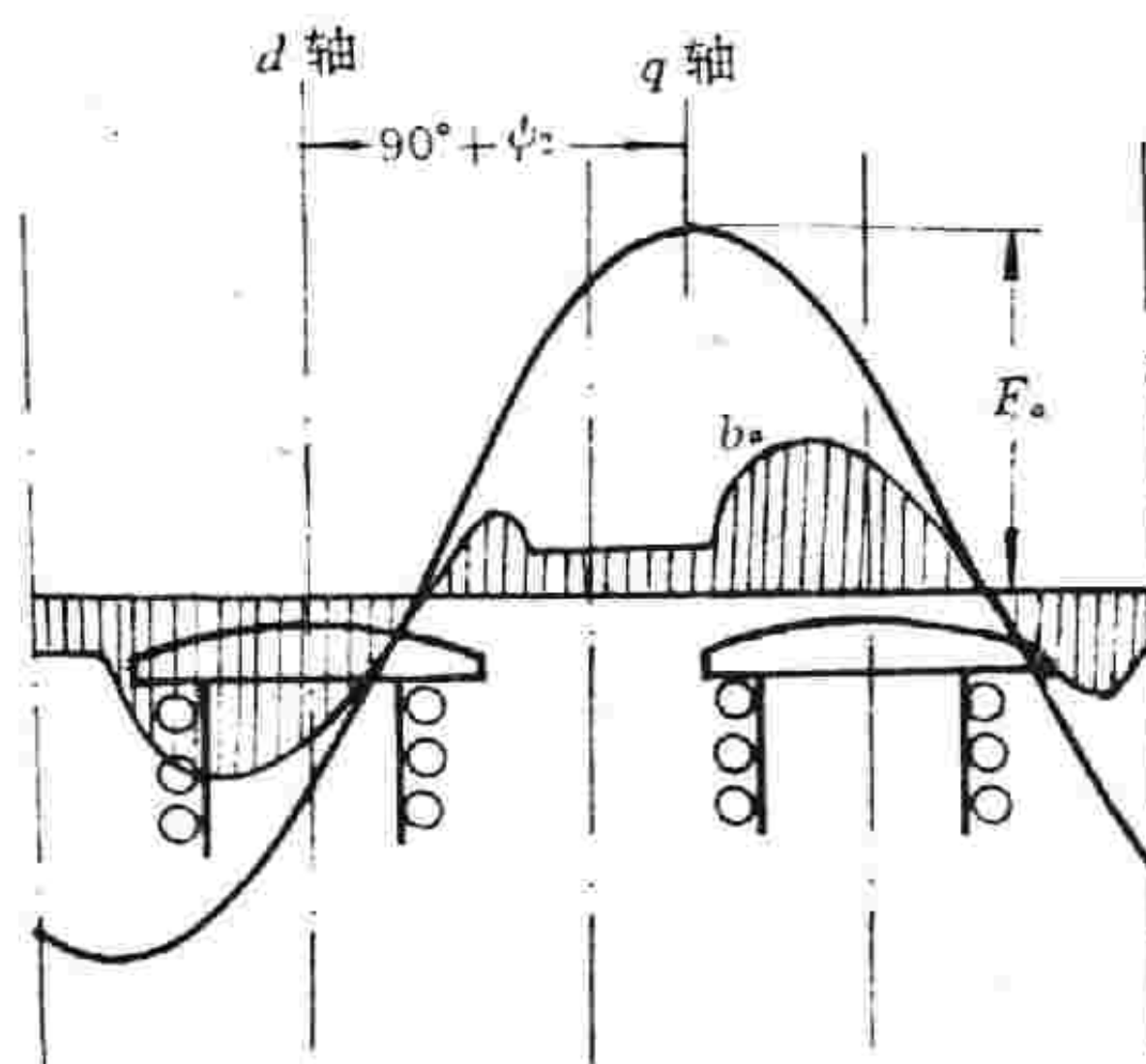


图 10-17 任意 ψ 角时的电枢磁场分布

勃朗德(Blondel)为了解决这一困难,提出了双反应理论,其基本思想是:当电枢磁动势 F_a 的轴线既不和直轴又不和交轴重合时,可以把电枢磁动势 F_a 分解成直轴分量 F_{ad} 和交轴分量 F_{aq} ,如图 10-18 所示。然后分别求出直轴和交轴电枢磁动势的电枢反应,最后再把它们的效果迭加起来。这种考虑到凸极电机中气隙的不均匀性,把电枢反应分为直轴和交轴电枢反应的处理方法,叫做双反应理论。

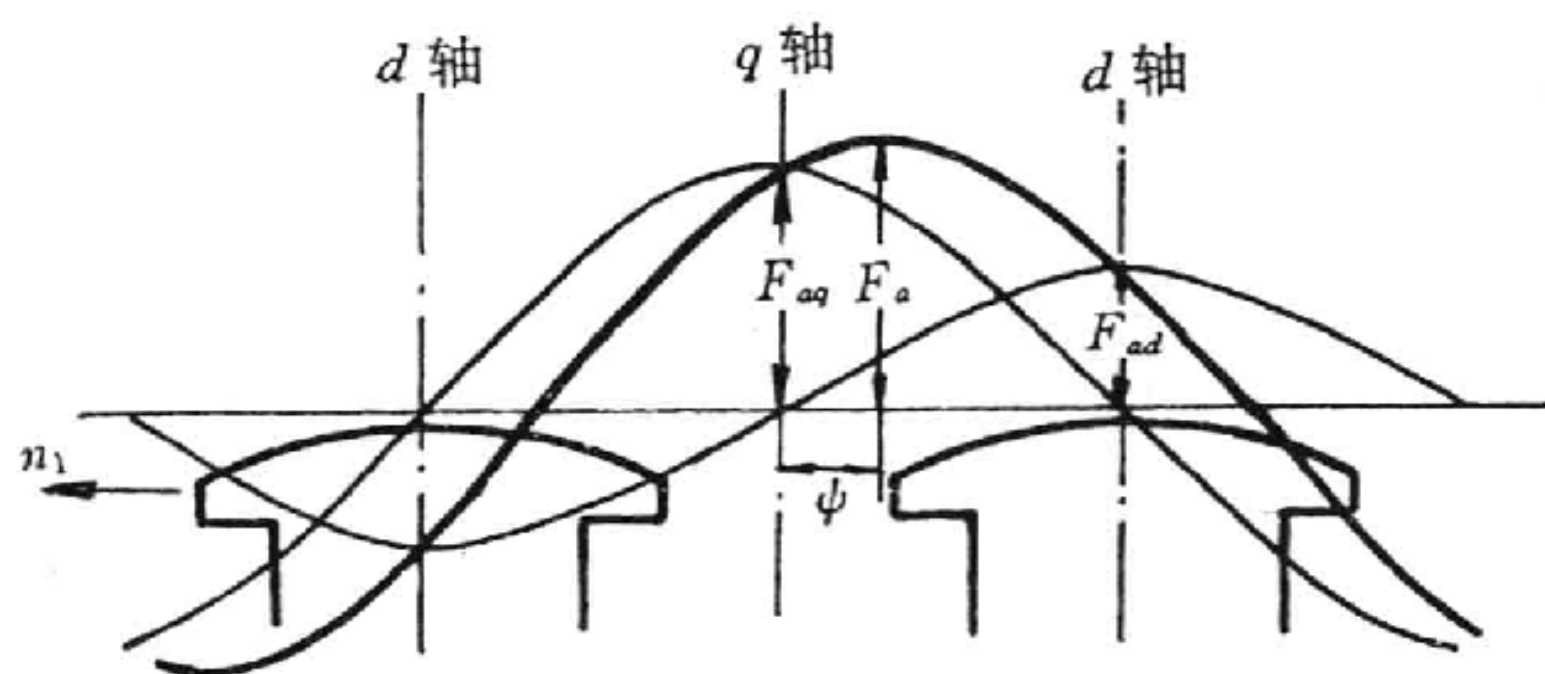


图 10-18 把凸极同步电机的电枢磁动势
分解为直轴分量和交轴分量

实践证明,不计饱和时,采用这种办法来分析凸极电机,结果相当令人满意。因此,双反应法已成为分析各类凸极电机(凸极同步电机、直流机等)的基本方法之一。

二、直轴和交轴电枢磁动势的折算

为了适应通常的空载特性(磁化曲线),需要把电枢磁动势换算到励磁绕组一边。

图 10-19 表示凸极同步发电机励磁磁场的分布。设励磁磁密基波的幅值 B_{f1} 与励磁磁密幅值 B_f 之比为 k_B ,即

$$k_B = \frac{B_{f1}}{B_f} \quad (10-15)$$

式中 k_B ——励磁磁密的波形系数。

相应地,直轴电枢磁密基波的幅值 B_{ad1} 与直轴电枢磁密幅值 B_{ad} (见图 10-16(a)) 之比用 k_d 表示,即

$$k_d = \frac{B_{ad1}}{B_{ad}} \quad (10-16)$$

式中 k_d 为直轴电枢磁密的波形系数。如令 F'_{ad} 表示直轴电枢磁动势换算到励磁绕组的等效磁动势,把它分解出基波 $F'_{ad1} = k_f F'_{ad}$ (k_f 为励磁磁动势波形因数)

$$\begin{aligned} F'_{ad}(\text{矩形波}) &\xrightarrow{\text{分解}} F'_{ad1} = k_f F'_{ad} \\ &\downarrow \text{产生} \\ B'_{ad}(\text{非正弦}) &\xrightarrow{\text{分解}} B'_{ad1} = k_B B'_{ad} = k_B \frac{\mu_0 F'_{ad}}{\delta'} \end{aligned}$$

式中 δ' ——有效气隙。

而实际的直轴电枢反应磁动势为

$$F_{ad}(\text{基波}) \rightarrow B_{ad}(\text{非正弦波}) \rightarrow B_{ad1} = k_d B_{ad} = k_d \frac{\mu_0 F_{ad}}{\delta'}$$

根据换算前后相应磁动势所产生的基波磁场应该相等,所以

$$k_B \frac{\mu_0 F'_{ad}}{\delta'} = k_d \frac{\mu_0 F_{ad}}{\delta'}$$

或

$$F'_{ad} = \frac{k_d}{k_B} F_{ad} = k_{ad} F_{ad} \quad (10-17)$$

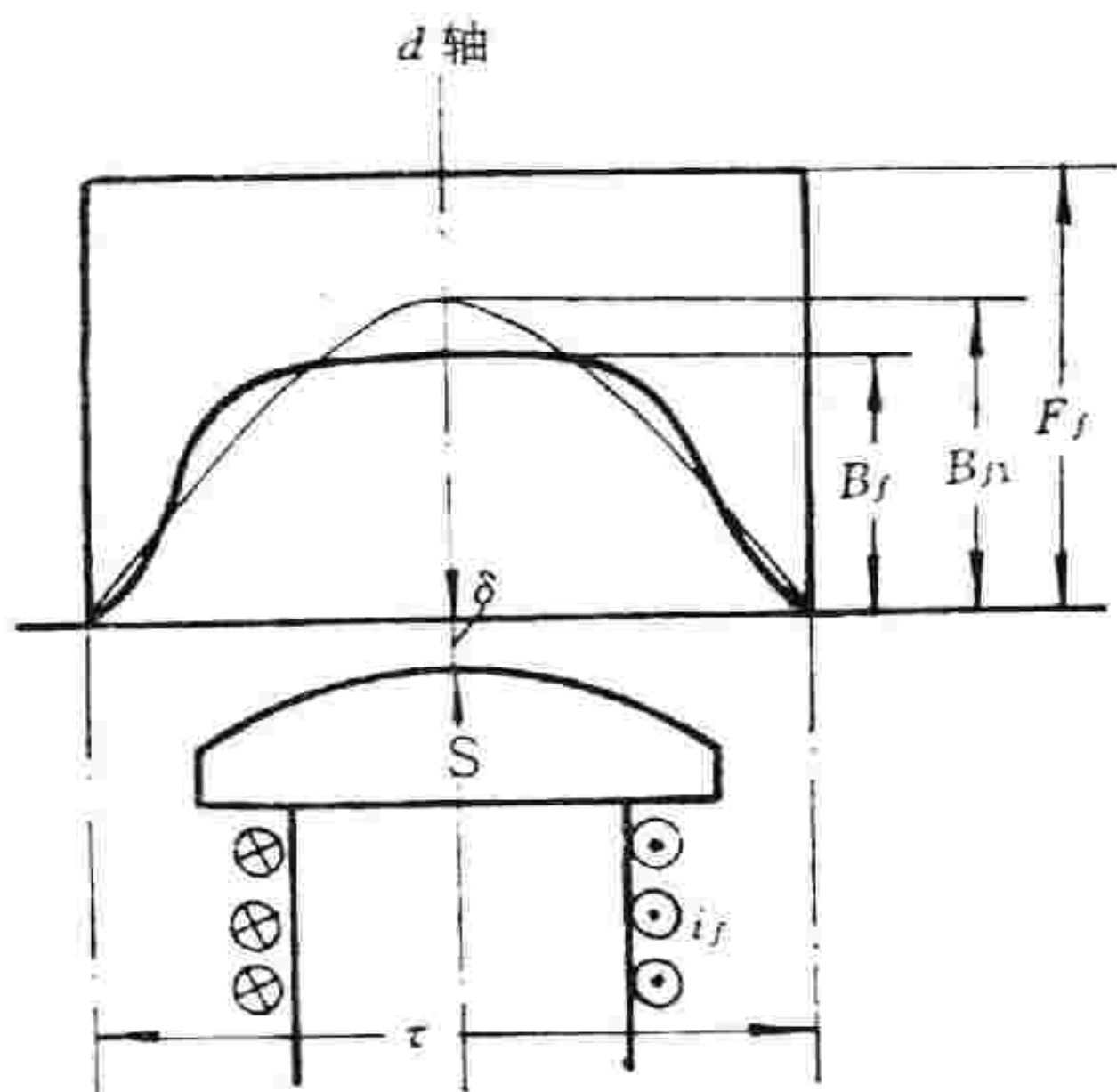


图 10-19 凸极机励磁磁动势和励磁磁密

由于凸极电机直轴气隙小,交轴气隙大,由图 10-16 可知, $k_d > k_q$, 所以 $k_{ad} > k_{aq}$ 。在一般形状的凸极电机 k_d 约为 0.8, k_q 约为 0.6 左右。在设计中, k_d 、 k_q 一般根据最大气隙 $\delta_{\max}$ 与最小气隙 $\delta_{\min}$ 之比和极弧系数 α_p , 从曲线查出。在隐极电机中, 由于气隙均匀, 且励磁磁密的波形因数为 $k_B = k_f$, 则 $k_d = k_q = 1$, 故 $k_{ad} = k_{aq} = \frac{1}{k_B} = \frac{1}{k_f} = k_a$ 。

§ 10-5 凸极同步发电机的电动势方程式、同步电抗和相量图

一、不考虑饱和时的相量图

不考虑饱和时, 利用双反应理论和迭加原理, 分别求出励磁磁动势、直轴和交轴电枢磁动势所产生的基波磁通及其感应电动势, 其关系如下所示:



各物理量的规定正方向与图 10-11 相同, 只是原图中的 $\dot{E}_s$ 现在分解为两个电动势 $\dot{E}_{ad}$ 和 $\dot{E}_{aq}$, 故电枢回路的电动势方程式为

式中 k_{ad} 称为直轴电枢磁动势的折算系数。

$$k_{ad} = \frac{k_d}{k_B} \quad (10-18)$$

k_{ad} 的意义为: 产生同样大小的基波磁场时, 单位安匝的直轴电枢磁动势相当于多少励磁磁动势。这样, 把直轴电枢磁动势 F_{ad} 乘以系数 k_{ad} , 就可以得到折算到励磁绕组边的等效磁动势。

同理, 可得交轴电枢等效磁动势 F'_{aq} 为

$$F'_{aq} = k_{aq} F_{aq} \quad (10-19)$$

式中 $k_{aq} = \frac{k_q}{k_B}$ 称为交轴电枢反应磁动势的折算系数, $k_q = \frac{B_{aq1}}{B_{aq}}$ 是交轴电枢磁密的波形系数。

其中 B_{aq1} 是 F_{aq} 产生的气隙磁密 B_{aqx} (见图 10-16(b)) 分解出的基波磁密幅值; B_{aq} 是假定 F_{aq} 作用于气隙均匀的 d 轴产生的气隙磁密的幅值, 如图 10-16(b) 中虚线所示。

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_s = \dot{U} + \dot{I} r_a \quad (10-20)$$

和隐极电机相似,不计饱和时

$$E_{ad} \propto \Phi_{ad} \propto F_{ad} \propto I_d$$

$$E_{aq} \propto \Phi_{aq} \propto F_{aq} \propto I_q$$

即直轴电枢反应电动势 E_{ad} 正比于直轴电流 I_d ; 交轴电枢反应电动势 E_{aq} 正比于交轴电流 I_q , 从相位上来看 $\dot{E}_{ad}$ 和 $\dot{E}_{aq}$ 又分别滞后于 $\dot{I}_d$ 和 $\dot{I}_q$ 以 90° 相角。因此直轴和交轴电枢反应电动势可用相应的负电抗压降表示为

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d x_{ad} \quad (10-21)$$

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq} \quad (10-22)$$

式中 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, 它表征当对称的三相直轴或交轴电枢电流每相为 1 安时, 三相联合产生的基波电枢磁场在每一相绕组中感应的直轴或交轴电枢反应电动势。电抗正比于匝数的平方和磁导的乘积, 即

$$x_{ad} \propto w_1^2 \Lambda_{ad}$$

$$x_{aq} \propto w_1^2 \Lambda_{aq}$$

式中 w_1 为定子每相串联匝数。

Λ_{ad} 和 Λ_{aq} 分别为直轴和交轴电枢反应磁通所经磁路的磁导, 其磁路如图 10-20(a)、(b) 所示。由于直轴电枢反应磁通所经磁路的气隙小, 磁导大; 交轴电枢反应磁通所经磁路的气隙大, 磁导小, 即

$$\Lambda_{ad} > \Lambda_{aq}$$

所以

$$x_{ad} > x_{aq}$$

对于隐极机, 由于气隙均匀, $\Lambda_{ad} = \Lambda_{aq}$, 所以 $x_{ad} = x_{aq} = x_a$ 。

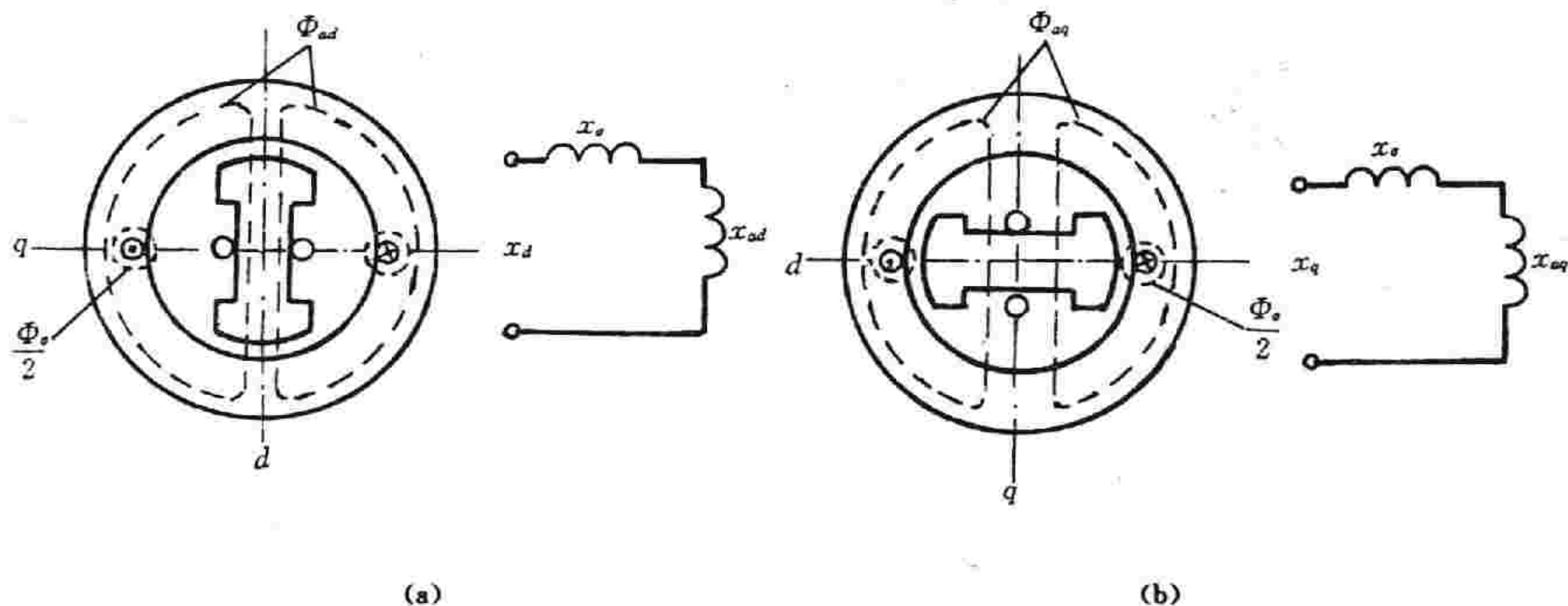


图 10-20 直轴和交轴电枢反应磁通对应的磁路及等效电路

把式(10-21)和(10-22)代入式(10-20), 并考虑到 $\dot{E}_s = -j\dot{I} x_s$, 则电动势方程式的形式变为:

$$\dot{E}_0 - j\dot{I}_d x_{ad} - j\dot{I}_q x_{aq} - j\dot{I} x_s = \dot{U} + \dot{I} r_a$$

或

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I} x_s + j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_q x_{aq} \quad (10-23)$$

如果把漏抗压降也分解为直轴和交轴两个分量,则

$$\begin{aligned}\dot{E}_0 &= \dot{U} + \dot{I}r_a + j(\dot{I}_d + \dot{I}_q)x_s + j\dot{I}_dx_{ad} + j\dot{I}_qx_{aq} \\ &= \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}_d(x_{ad} + x_s) + j\dot{I}_q(x_{aq} + x_s) \\ &= \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}_dx_d + j\dot{I}_qx_q\end{aligned}\quad (10-24)$$

式中

$$\left. \begin{aligned}x_d &= x_{ad} + x_s \\ x_q &= x_{aq} + x_s\end{aligned} \right\} \quad (10-25)$$

分别称为凸极同步电机的直轴同步电抗(*direct axis synchronous reactance*)和交轴同步电抗(*quadrature axis synchronous reactance*)。

其等效电路如图 10-20 所示。它表征:当对称三相直轴或交轴电枢电流每相为 1 安时,三相联合产生的电枢总磁场(包括气隙中旋转的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。由于 $x_{ad} > x_{aq}$, 所以 $x_d > x_q$ 。

对于隐极机,由于 $x_{ad} = x_{aq} = x_s$, 所以 $x_d = x_q = x_s$ 。

若已知 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 、 ψ 角及参数,则根据方程式(10-23)和(10-24)可作出相量图如图(10-21)(a)、(b)所示。

实际上,由于 $\dot{E}_0$ 和 $\dot{I}$ 之间夹角 ψ 一般不是已知量,这样就无法把 $\dot{I}$ 分解成 $\dot{I}_d$ 和 $\dot{I}_q$, 整个相量图就作不出来。

为了解决这一困难,我们可先对图 10-21(b)进行分析,由图可见,如果从 M 点作垂直于 $\dot{I}$ 的直线交 $\dot{E}_0$ 相量线于 Q 点,得到线段 $\overline{MQ}$, 不难看出 $\overline{MQ}$ 与矢量 $j\dot{I}_qx_q$ 间夹角为 ψ , 于是线段 $\overline{MQ}$ 的长应等于

$$\overline{MQ} = \frac{I_q x_q}{\cos\psi} = I x_q$$

因此,我们只要引入电动势 $\dot{E}_Q$, 使

$$\dot{E}_Q = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_q \quad (10-26)$$

则相量 $\dot{E}_Q$ 必然落在 $\dot{E}_0$ 线上,即 $\dot{E}_Q$ 与 $\dot{E}_0$ 同相位。

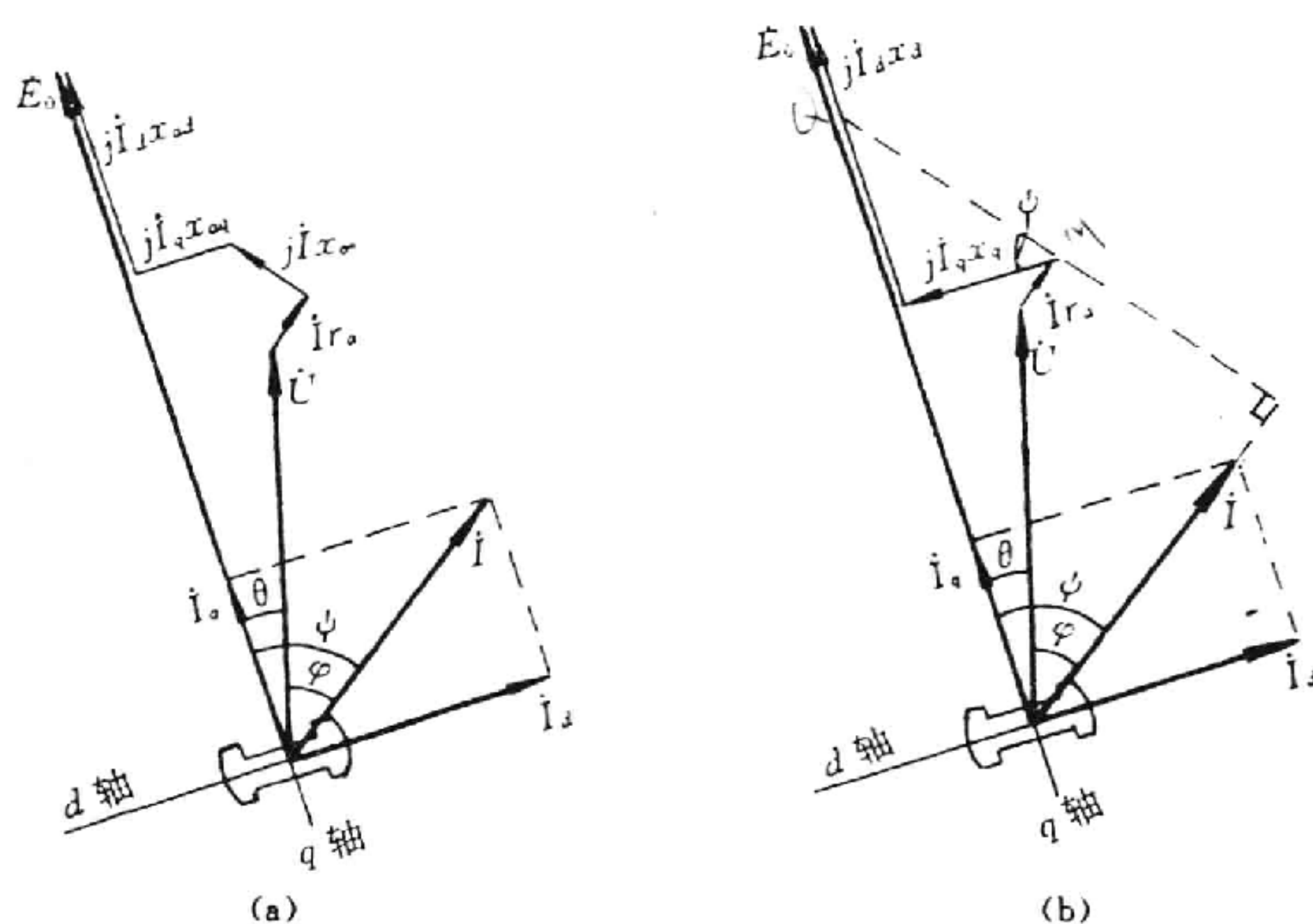


图 10-21 不计饱和时凸极同步发电机的相量图

从图可见,电动势 $\dot{E}_Q$ 与励磁电动势 $\dot{E}_0$ 的关系为:

$$\begin{aligned}\dot{E}_0 &= \dot{E}_Q + [j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_q x_q \sin\psi] = \dot{E}_Q + [j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_d x_q] \\ &= \dot{E}_Q + j\dot{I}_d (x_d - x_q)\end{aligned}\quad (10-28)$$

最后可得相量图的实际作法如下(见图 10-22):

- (1) 根据已知条件绘出 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ 相量;
- (2) 画出相量 $\dot{E}_Q = (\dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_q)$, $\dot{E}_Q$ 与 $\dot{I}$ 夹角即为 ψ 角;
- (3) 根据求出的 ψ 把 $\dot{I}$ 分解成 $\dot{I}_d$ 和 $\dot{I}_q$;
- (4) 从 M 点依次绘制 $j\dot{I}_q x_q$ 和 $j\dot{I}_d x_d$, 即可求得 $\dot{E}_0$ 。 ψ 角也可根据图 10-21(b) 求出为

$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{Ix_q + U \sin\varphi}{Ir_a + U \cos\varphi}$$

值得提出的是:实际上并不存在电动势 $\dot{E}_Q$ 。但由于 $\dot{E}_Q$ 与 $\dot{E}_0$ 同相位,在数值上又接近 $\dot{E}_0$,有时可以近似地用 $\dot{E}_Q$ 代替 $\dot{E}_0$ 。根据式(10-26)可作出凸极同步发电机稳态运行时的近似等效电路图,如图 10-23 所示。

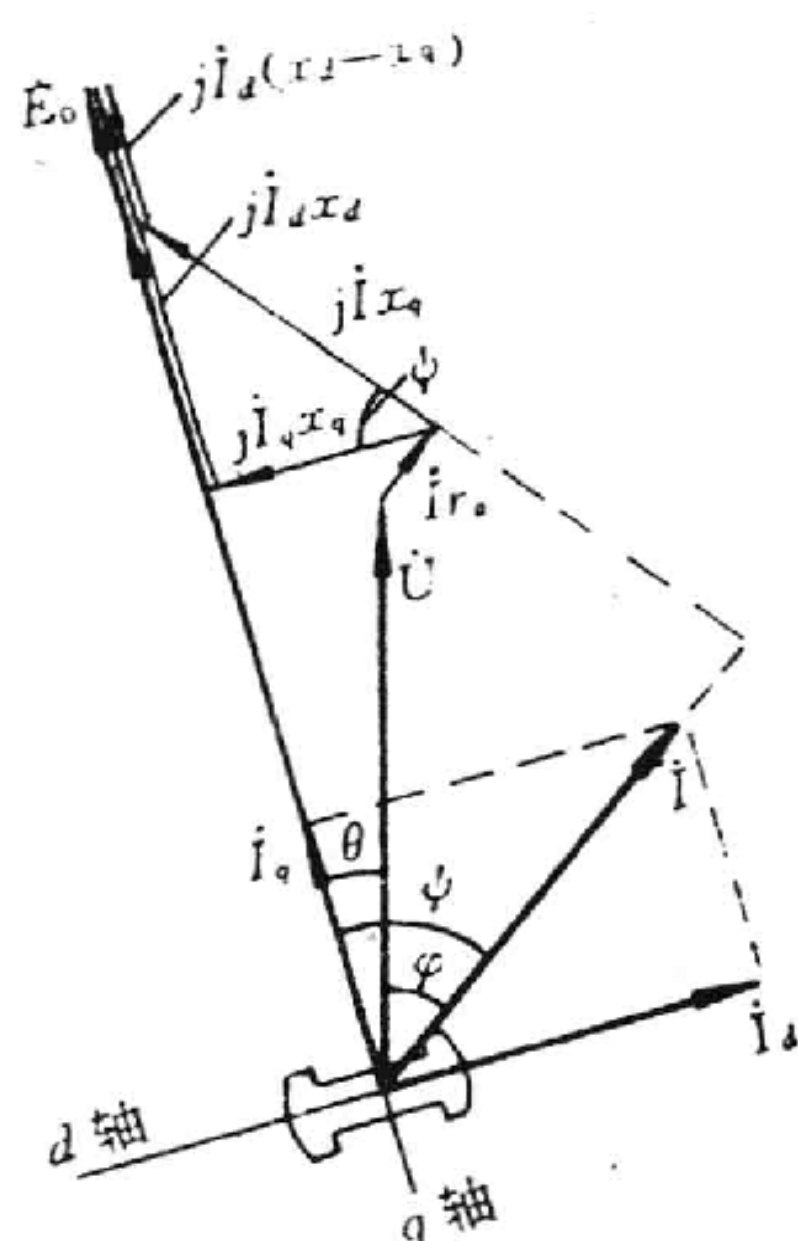


图 10-22 凸极同步发电机电动势相量图的实际作法

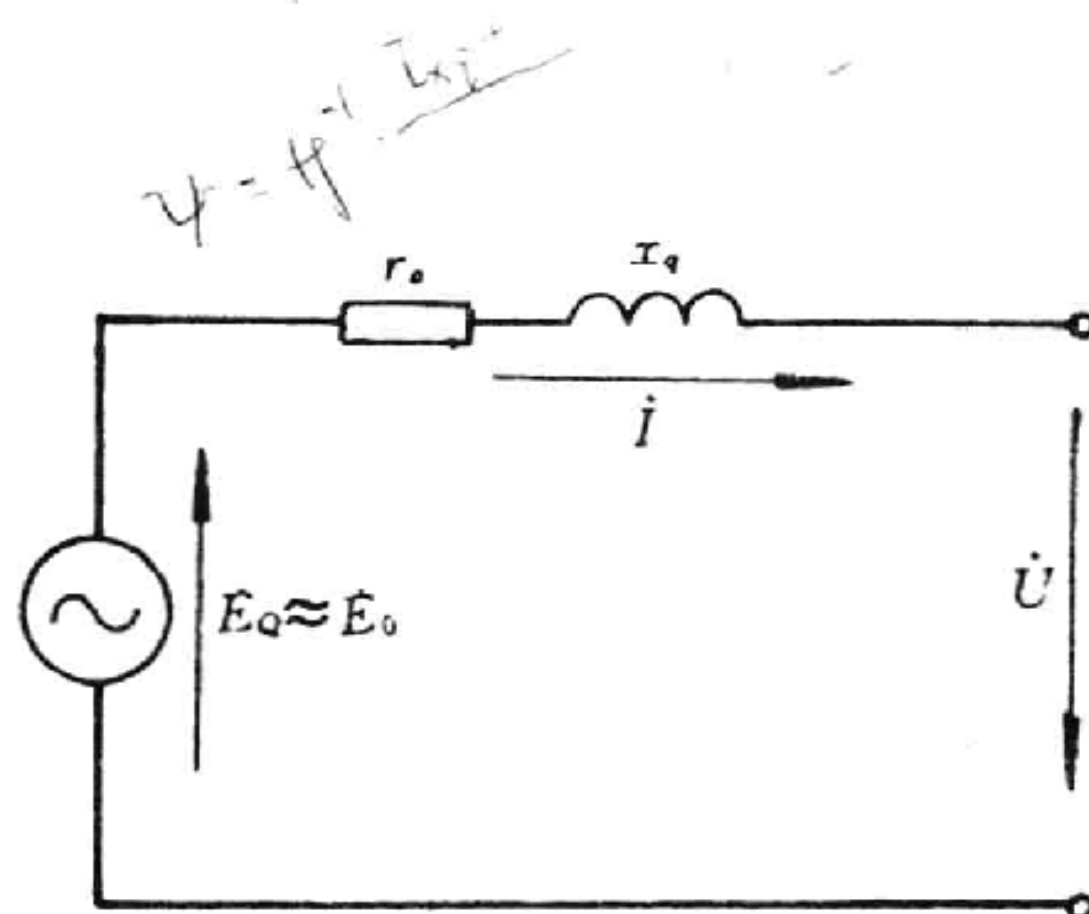


图 10-23 凸极同步发电机近似等效电路

二、考虑饱和时的相量图

设已知凸极同步发电机负载时数据 U 、 I 、 $\cos\varphi$ 和电机参数 r_a 、 x_d 、 k_{ad} 、 k_{aq} 和空载特性。作考虑饱和时的相量图。首先按 $\dot{E}_s = \dot{U} + j\dot{I}r_a + j\dot{I}x_q$ 作出 P 点(图 10-24),下面的问题是如何确定 ψ 角,即如何确定 Q 点。

由图 10-24 相量图可以看出:

$$\overline{PQ} = Ix_{aq} = \frac{I_q x_{aq}}{\cos\psi} = \frac{E_{aq}}{\cos\psi}$$

产生 $\frac{E_{aq}}{\cos\psi}$ 所需要的等效磁动势为

$$\frac{k_{aq}F_{aq}}{\cos\psi} = k_{aq}F_a$$

因此,只要算出 $k_{aq}F_a$,即可从空载特性上找出 $\frac{E_{aq}}{\cos\psi}$,因而相量图中的 $\dot{E}_0$ 方向即可作出。

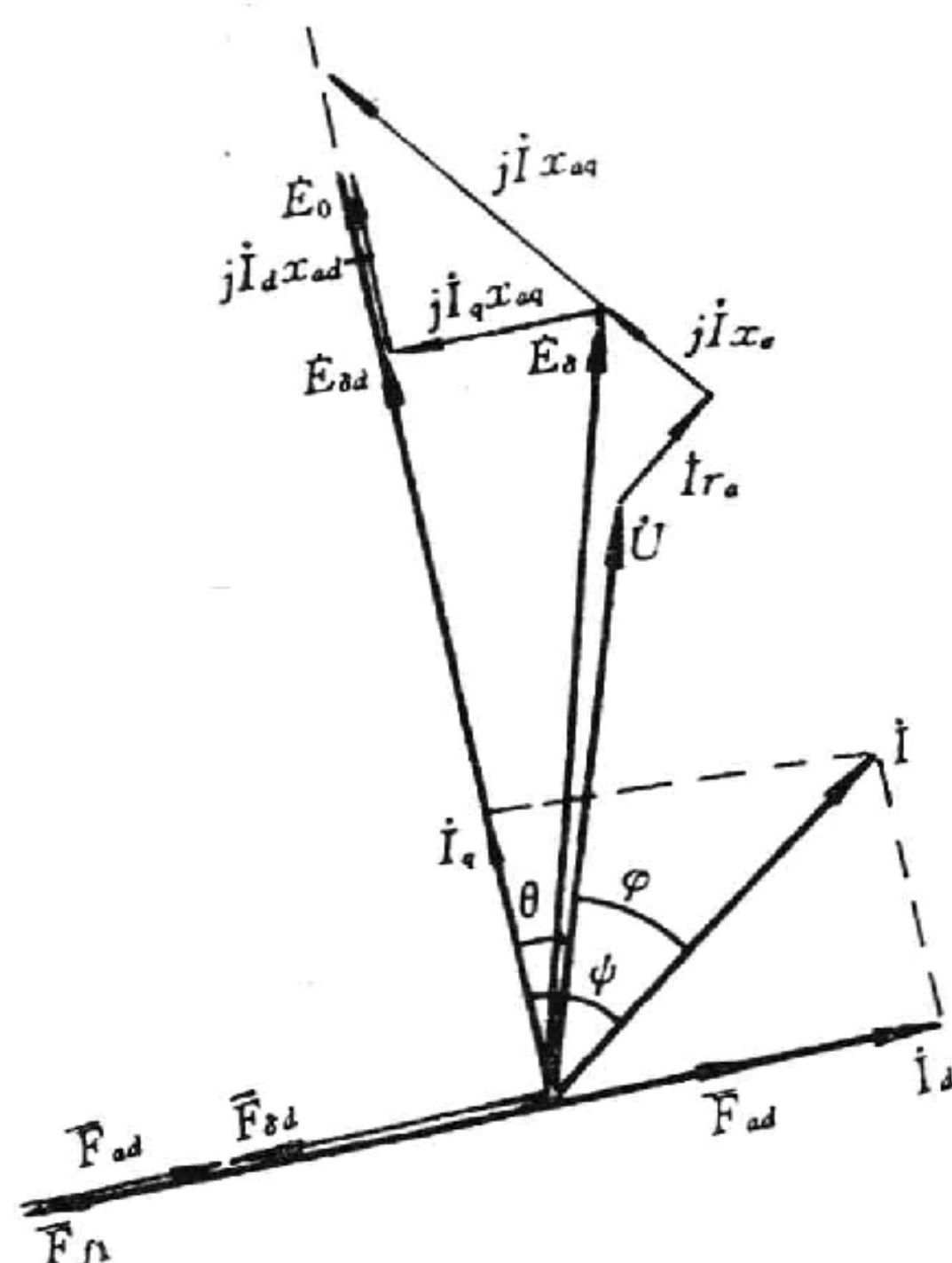


图 10-24 凸极同步发电机相量图

由图 10-24 可知,若 $\dot{E}_0$ 已作出,则 $\dot{E}_0$ 由两部分组成,一部分为 E_{ad} ,一部分为 $j\dot{I}_d x_{ad}$,即

$$E_0 = E_{ad} + I_d x_{ad} = E_{ad} + E_{ad}$$

产生 E_{ad} 的磁动势 F'_{ad} 可由空载特性找出(见图 10-25);产生 E_{ad} 的磁动势为 $F_{ad} = F_a \sin\psi$ 可以计算出,只要把 F_{ad} 折算成等效的励磁磁动势 $k_{ad}F_{ad}$,就可求出励磁磁动势为

$$F_f = F'_{ad} + k_{ad}F_{ad}$$

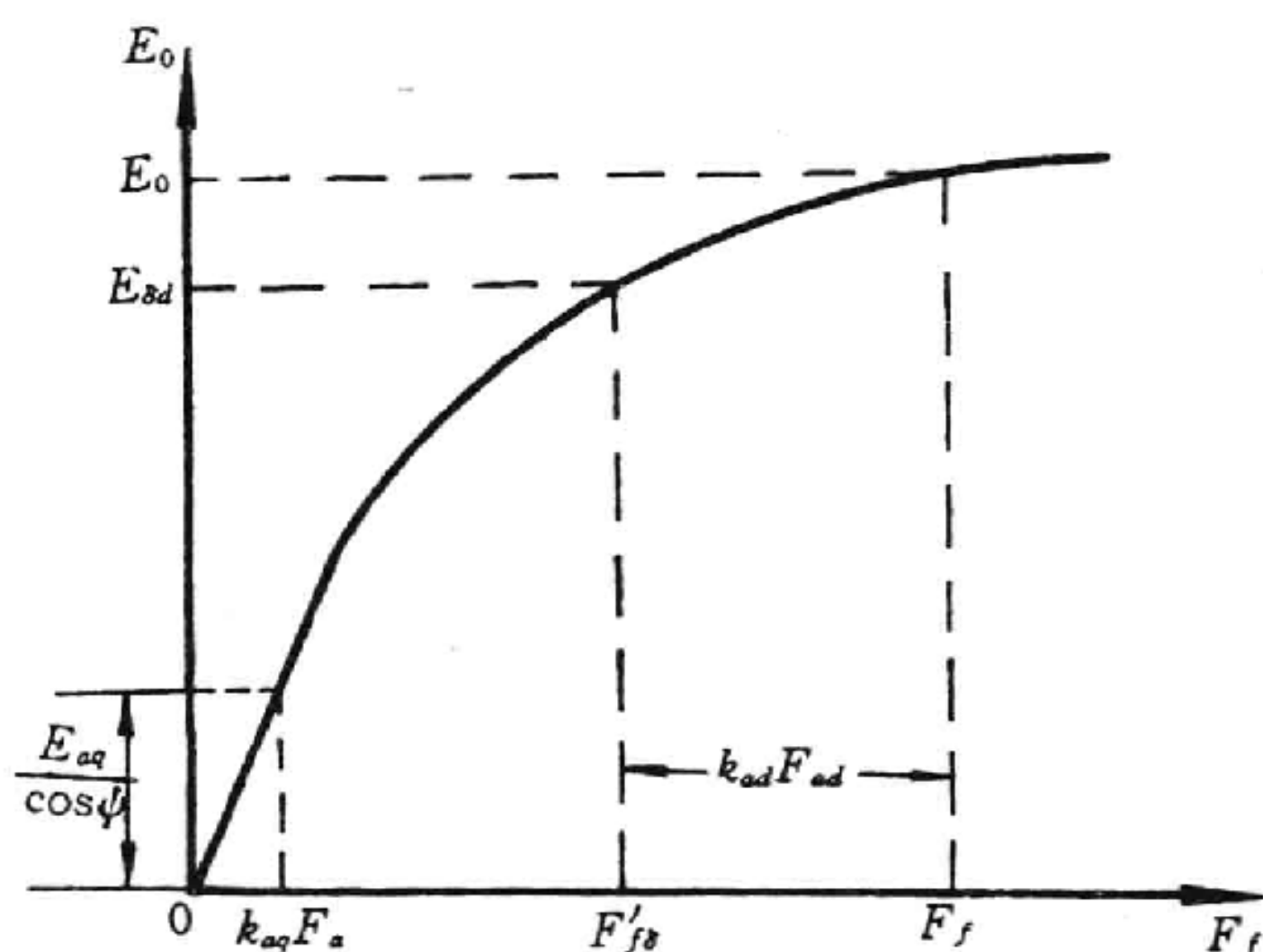


图 10-25 同步电机的空载特性

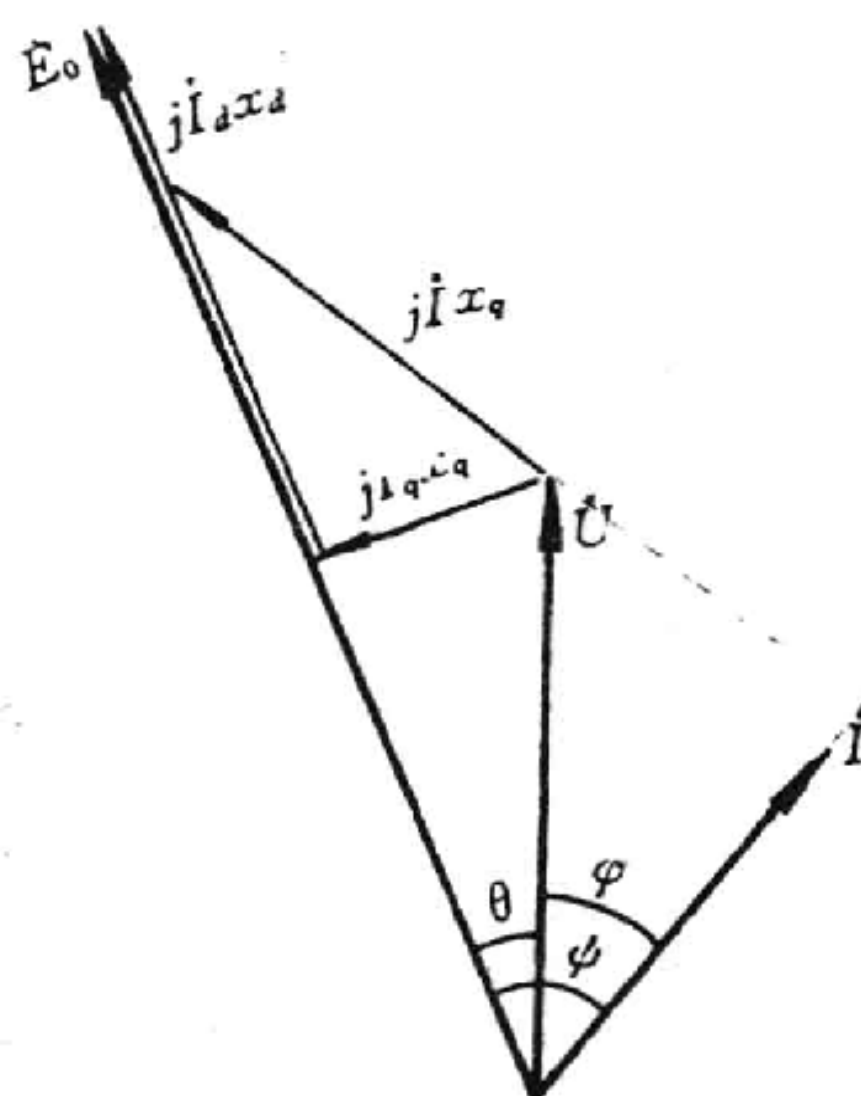


图 10-26 例 10-2 相量图

由 F_f 从空载特性上即可找出 E_0 的值。如图 10-25 所示。根据 E_0 值就可算出凸极同步发电机的电压调整率 ΔU 。

求凸极发电机电压调整率时,有时也用和隐极机画磁动势—电动势相量图(图 10-14)那样的办法。只是要用保梯电抗 x_p (§ 10-8 节讲述)代替漏电抗 x_s ,用 $k_{ad}F_a$ 代替 $k_a F_a$ 。这种用 x_p 代替 x_s 画出的凸极发电机的磁动势—电动势相量图,称为保梯相量图。

例 10-2 一台凸极同步发电机,其直轴和交轴同步电抗分别等于 $x_d^* = 1.0, x_q^* = 0.6$, 电枢电阻可以略去不计。试计算发电机发出额定电压、额定千伏安, $\cos\varphi = 0.8$ (滞后)时的励磁电动势 E_0^* (不计饱和)。

解:首先作出相量图如图 10-26 所示。然后由相量图求出内功率因数角 ψ

$$\psi = \tan^{-1} \frac{I^* x_q^* + U^* \sin\varphi}{U^* \cos\varphi} = \tan^{-1} \frac{1 \times 0.6 + 1 \times 0.6}{1 \times 0.8} = 56.3^\circ$$

$$U^* = 1.0$$

$$I^* = 1.0$$

$$I_d^* = I^* \sin\psi = 1 \times \sin 56.3^\circ = 0.832$$

$$\varphi = \cos^{-1} 0.8 = 36.8^\circ$$

$$\theta = \psi - \varphi = 56.3^\circ - 36.8^\circ = 19.5^\circ$$

由相量图可知:

$$\begin{aligned} E_0^* &= U^* \cos\theta + I_d^* x_d^* \\ &= 1.0 \times \cos 19.5^\circ + 0.832 \times 1.0 = 1.77 \end{aligned}$$

§ 10-6 从空载特性、短路特性求同步电抗的不饱和值和短路比

在前几节中,我们对同步发电机的一些基本电磁关系进行了分析,其中涉及到同步电机在对称稳态运行时的一些参数。这些参数可以通过实验的方法测得,这里主要介绍利用空载特性和短路特性求同步电抗的不饱和值和短路比的方法。

一、空载特性

空载特性在 § 10-1 节介绍过。它是在发电机的转速保持为同步转速,电枢空载情况下,调节励磁电流时电枢空载端电压的变化曲线,即

$$n = n_1, \quad I = 0 \text{ 时, } U_0 = f(i_f)$$

前面提到,空载特性本质上就是电机的磁化曲线,所以空载特性既可用实验法测出,亦可用空载磁路计算的办法算出。

用试验法求测空载特性时,应在电枢空载(开路)的情况下,用原动机把发电机拖到同步速,然后调节励磁电流,使空载电枢电压达到额定值的 1.3 倍左右。然后单方向逐步减少励磁电流并记录不同励磁电流下对应的电枢端电压。

绘制空载曲线时,既可以采用励磁电流和端电压的实际值,亦可以采用其标么值,如图 10-27 所示。如果采用标么值,则电枢电压应以额定电压作为基值,励磁电流通常以空载产生额定电压时的励磁电流作为基值。

空载特性是发电机的基本特性之一。空载特性一方面表征了电机磁路的饱和情况,另一方

面把它和短路特性等其它特性配合在一起,还可以确定同步电机的基本参数。

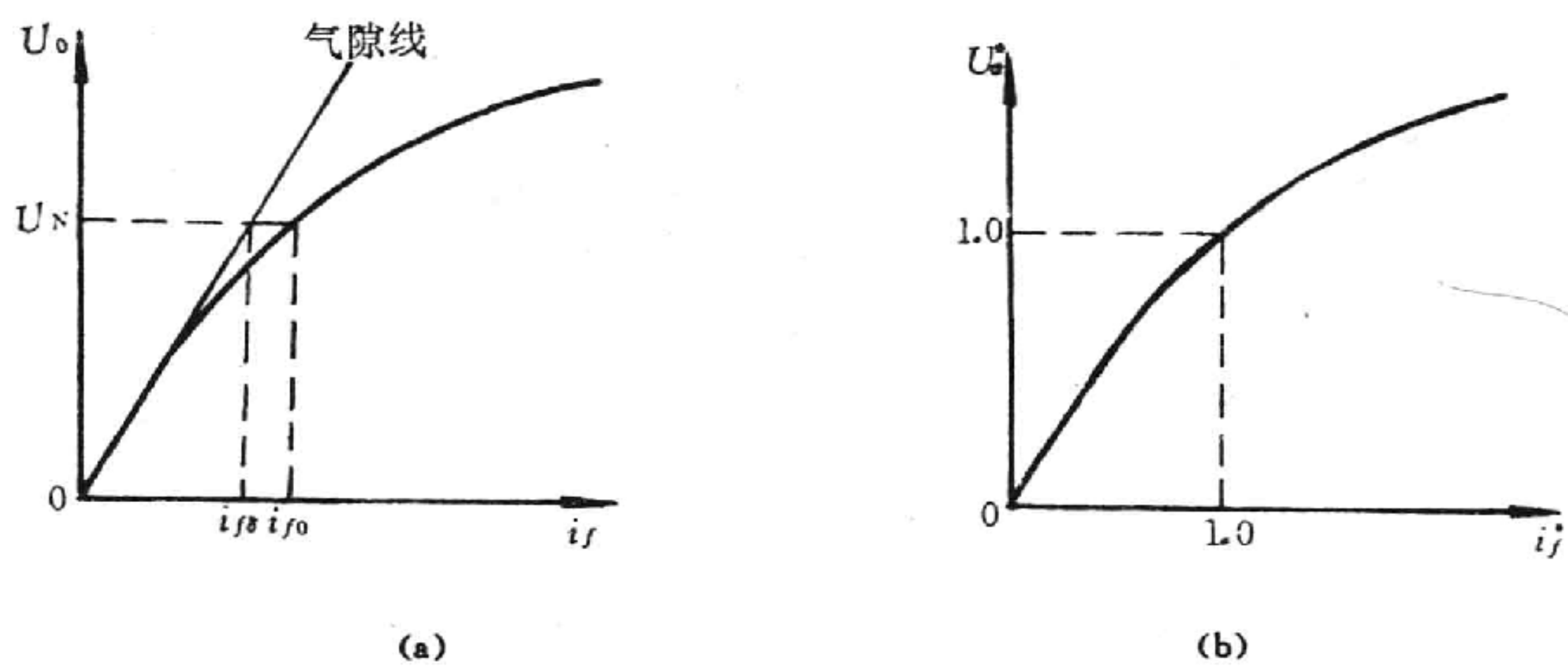


图 10-27 同步发电机的空载曲线

二、短路特性(short circuit characteristic)

短路特性表示了电机在同步转速下,电枢端点三相短路时,电枢电流(短路电流)与励磁电流的关系,即

$$n = n_1, \quad U = 0 \text{ 时, } I_k = f(i_f)$$

短路特性可由三相稳态短路试验测得。图 10-28 表示短路试验时的接线图。试验时,发电机的转速保持为同步速,调节励磁电流,使电枢电流为 1.2 倍额定值,同时量取电枢电流和励磁电流,然后逐渐减小励磁电流,使励磁电流降低到零为止。试验表明,短路特性 $I_k = f(i_f)$ 是一条直线,如图 10-29 所示。

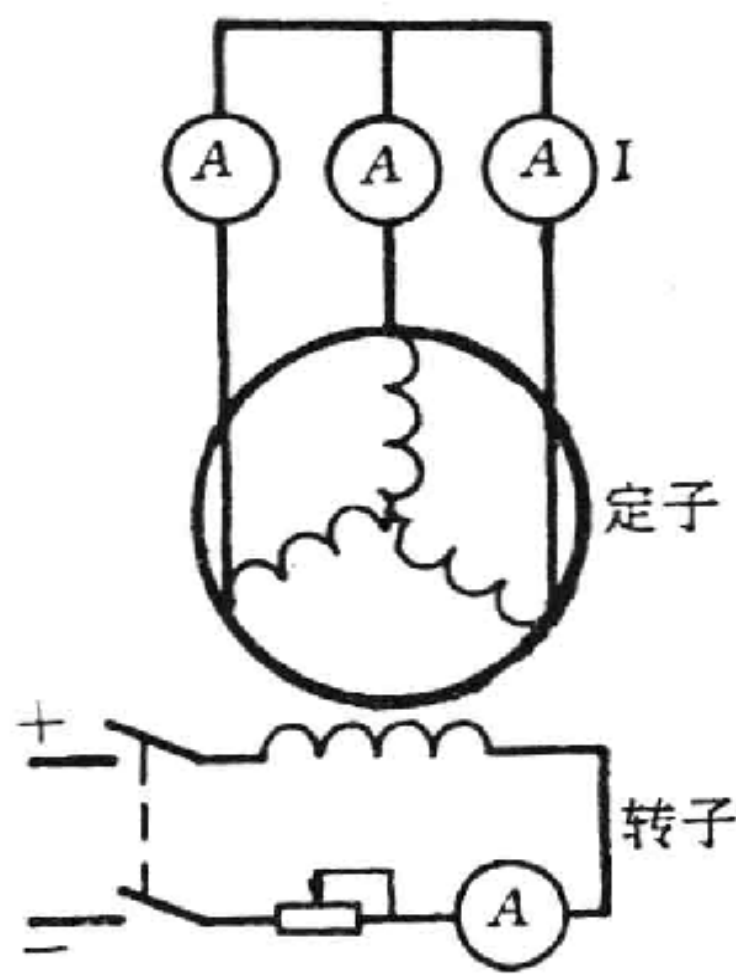


图 10-28 短路试验接线图

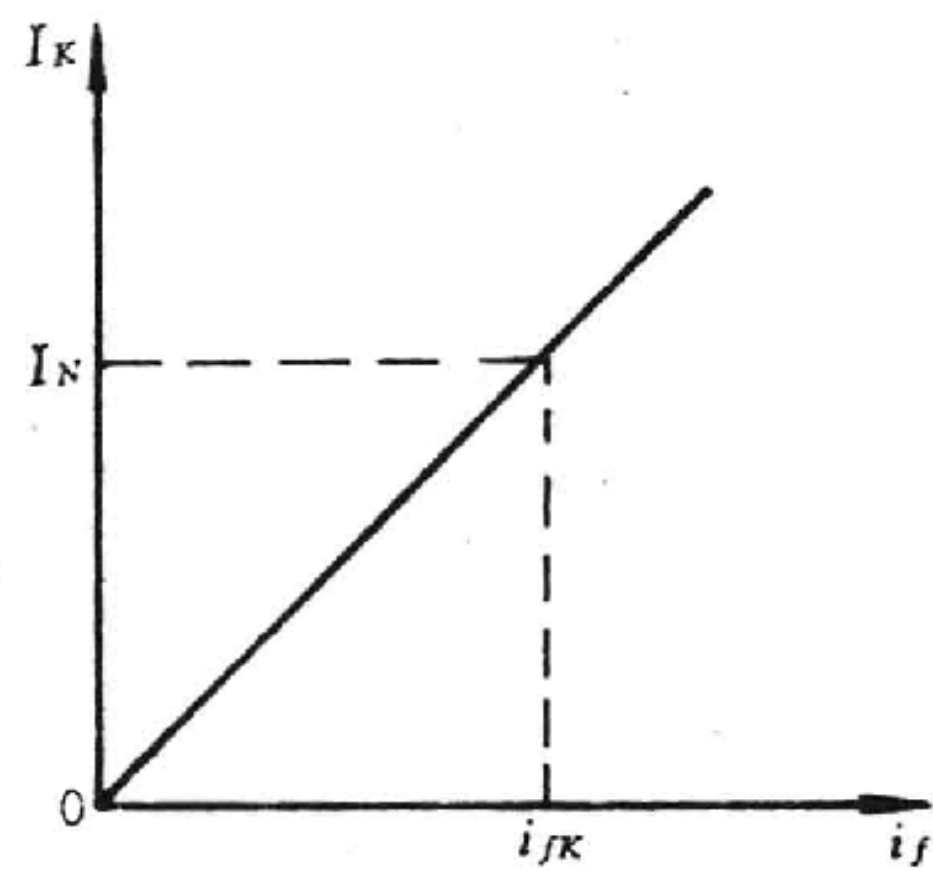


图 10-29 同步发电机的短路特性

为什么短路特性是一条直线? 下面我们用图 10-30 所示的三相短路时发电机的相矢图来说明。

短路时,发电机的端电压 $U=0$,限制短路电流的仅是发电机的内部阻抗。由于一般同步发电机的电枢电阻远小于同步电抗,所以短路电流可认为是纯感性的,即 $\psi=90^\circ$,于是电枢磁动势为一纯去磁磁动势,在图 10-30 的相量图中,从励磁磁动势 F_A 减去电枢的去磁磁动势 F_a ,

即得合成磁动势 $\bar{F}_s$ 。合成磁动势 $\bar{F}_s$ 产生气隙磁通 Φ_s ，从而感生气隙电动势 E_s 。如不计定子电阻，则短路时气隙电动势等于定子内部的漏抗压降，即

$$\dot{E}_s = \dot{U} + j\dot{I}x_s = j\dot{I}_k x_s \quad (\text{短路时 } \dot{U} = 0, \dot{I} = \dot{I}_k)$$

对于一般同步电机，定子漏抗标么值约为 0.10~0.20，若平均取为 0.15，则短路电流等于额定电流（即 $I^* = 1$ ）时，漏抗压降的标么值应为 0.15，于是气隙电动势标么值亦等于 0.15，即气隙电动势仅为额定电压的 15%。由此可见，在短路情况下，电机的磁路通常处于不饱和状态。因此励磁电流变化时，气隙电动势和对应的短路电流将随之正比地变化，即

$$i_f \propto E_s \propto I_k$$

所以短路特性是一条直线。

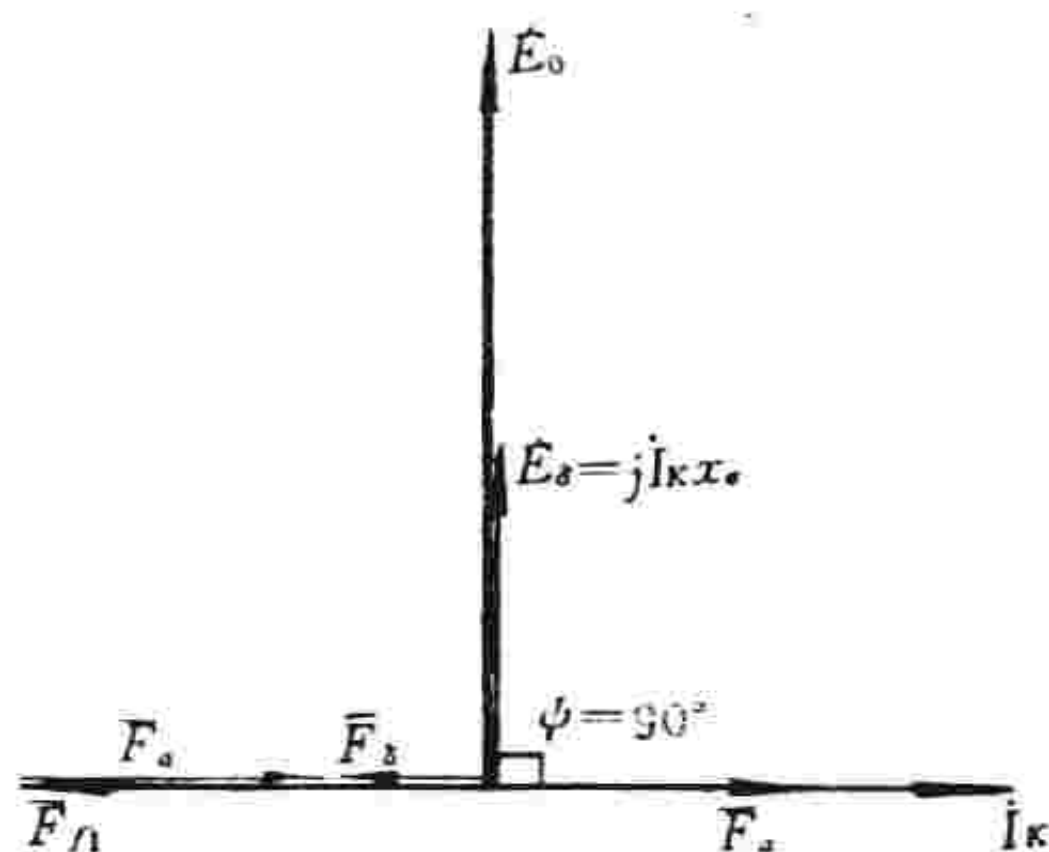


图 10-30 同步发电机三相短路时的相矢图

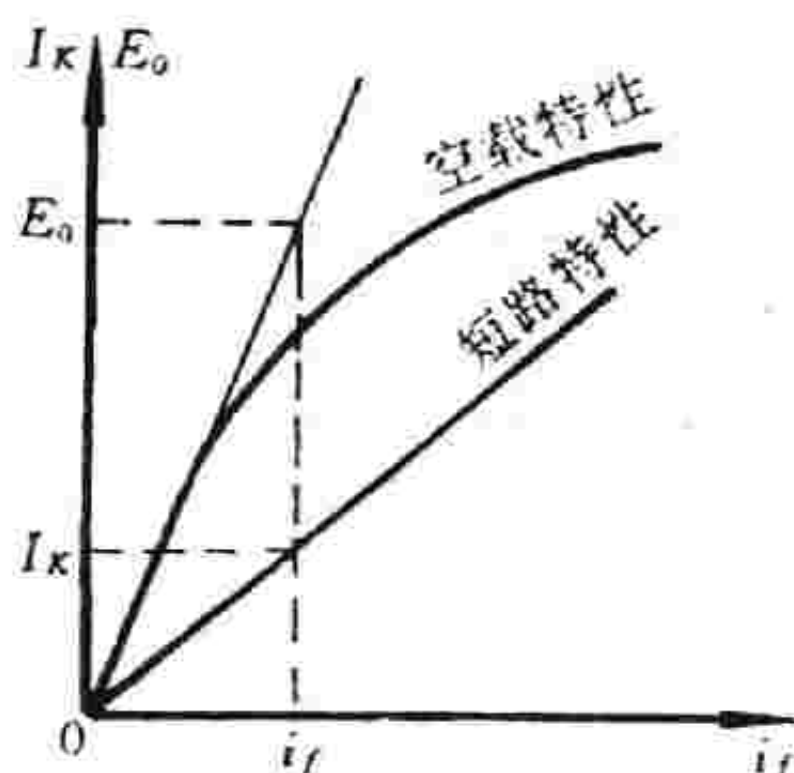


图 10-31 利用空载特性和短路特性求同步电抗不饱和值

三、利用空载特性和短路特性求同步电抗的不饱和值

为了便于查对，常把空载特性和短路特性画在同一张坐标纸上，如图 10-31 所示。

在短路情况下 ($U=0$)，由于电机处于不饱和状态，短路时电枢的电动势方程式为

$$\dot{E}_0 = \dot{I}_k r_a + j\dot{I}_k x_s \approx j\dot{I}_k x_s$$

所以

$$x_s = \frac{E_0}{I_k} \quad (10-29)$$

式中 E_0 是在短路电流为 I_k 时之励磁电流所对应的空载电动势。考虑到短路时整个电机的磁路处于不饱和状态，所以 E_0 应该从气隙线上查出。相应地，由此确定的 x_s 值是不饱和值。

这里应该注意，式(10-29)中的 E_0 和 I_k 是电枢的相电动势和相电流，如果空载曲线的纵坐标用线电压，则应算出相应的相电压值（对 Y 形接法应除以 $\sqrt{3}$ ），再代入式(10-29)，如果空载特性和短路特性均用标么值画出，则相、线之间不用再换算，算出的 x_s 即为标么值。

如果被试电机是凸极电机，由于短路时 $\dot{I}_k$ 落后 $\dot{E}_0$ 近 90° （即 $\psi \approx 90^\circ$ ），此时 $\dot{I}_k$ 处于直轴，电枢反应为直轴电枢反应，因此求出的同步电抗为直轴同步电抗 X_d 的不饱和值。

四、短路比 (short-circuit ratio)

从同步电机的空载特性和短路特性可以求得一个称为“短路比”的值。它的大小与电机的尺寸、制造成本以及运行性能有密切的关系。

所谓“短路比”就是在相应于空载额定电压的励磁电流下，三相稳态短路时的短路电流与

额定电流之比值。由于短路特性为一直线,由图 10-32 可以看出,短路比等于产生空载额定电压($U_0=U_N$)所需励磁电流 i_{f0} 与产生短路电流等于额定电流($I_k=I_N$)所需励磁电流 i_{fk} 之比值。

$$K_c = \frac{I_{KN}(i_f=i_{f0} \text{ 时})}{I_N} = \frac{i_{f0}(U_0=U_N \text{ 时})}{i_{fk}(I_K=I_N \text{ 时})} \tag{10-30}$$

由式(10-29)可知
 $\dot{E}_0 = jI_k x_d$ (隐极机 $x_s = x_d$)
 当 $i_f = i_{f0}$ 时,短路电流 $I_k = I_{KN}$,由上式可得:

$$I_{KN} = \frac{E_0}{x_d}$$

所以 $K_c = \frac{I_{KN}}{I_N} = \frac{\frac{E_0}{x_d}}{\frac{E_0/U_{N\phi}}{I_N x_d/U_{N\phi}}} = \frac{E_0}{U_{N\phi}} \times \frac{1}{x_d^*}$

$$= k_p \frac{1}{x_d^*} \tag{10-31}$$

式中 $k_p = \frac{E_0}{U_{N\phi}} = \frac{i_{f0}}{i_{f\beta}}$ 为电机的饱和因数(saturation factor);
 $x_d^* = \frac{I_N x_d}{U_{N\phi}}$ 为同步电抗的标么值。

不计饱和时, $k_p = 1$, 此时 $K_c = \frac{1}{x_d^*}$

短路比的数值对电机影响很大。短路比小,说明同步电抗大,这时短路电流小,但负载变化时发电机的电压变化较大,而且并联运行时发电机的稳定性较差,但电机的成本较低;反之,短路比大则电机性能较好,但成本高。因为短路比大表示 x_d^* 小,故气隙大,使励磁电流和转子用铜量增大,所以短路比的选择要合理地统筹兼顾运行性能和电机造价这两方面的要求。我国制造的汽轮发电机的 $K_c = 0.47 - 0.63$,水轮发电机的 $K_c = 1.0 - 1.4$ 。水轮发电机的短路比大是由于水轮发电机为凸极结构,气隙大之故。

例 13-3 从国产 235MVA、200MW、15.75kV(Y 接)双水内冷汽轮发电机的试验数据中得知:

空载试验时: $U_0 = U_N = 15.75\text{kV}$ 时, $i_{f0} = 630\text{A}$;
 从气隙线上查出: $U_0 = 15.75\text{kV}$ 时, $i_{f\beta} = 560\text{A}$ 。

短路试验时:

$I_k(\text{A})$	4270	4810	8625(= I_N)
$i_f(\text{A})$	560	640	1130

试求发电机的同步电抗的不饱和值(欧姆值和标么值)和短路比。

解:先求同步电抗 x_s 。从气隙线的数据可知,励磁电流 $i_{f\beta} = 560\text{A}$ 时,气隙线上的电压为 15.75kV(线电压),相应的相电压为

$$U_p = 15750 / \sqrt{3} = 9100 \text{ V}$$

在同一励磁电流下的短路电流为 $I_k = 4270 \text{ A}$, 于是同步电抗的不饱和值为

$$x_s = \frac{9100}{4270} = 2.13 \text{ } \Omega$$

用标么值计算时,

$$U_s^* = 1$$

$$I_k^* = \frac{I_k}{I_N} = \frac{4270}{8625} = 0.495$$

所以

$$x_s^* = \frac{U_s^*}{I_k^*} = \frac{1}{0.495} = 2.02$$

发电机的短路比为

$$K_c = \frac{i_{f0}}{i_{fk}} = \frac{630}{1130} = 0.557$$

§ 10-7 用转差法试验测同步电机的同步电抗

前面讨论了利用空载特性和短路特性来求同步电抗 x_s 和 x_d 的方法。但凸极电机里的交轴同步电抗 x_q 不能用空载特性和短路特性去求。下面介绍一种既可测出 x_d 又可测出 x_q 的方法——转差法 (*slip method*)。

把同步电机的转子用原动机拖动到接近同步转速 (但不能等于同步速), 让转差率小于 1% (实心转子电机更小些)。所谓转差率是同步转速与转子实际转速之差, 再与同步速之比值。即

$$\text{转差率} = \frac{\text{同步转速} - \text{转子实际转速}}{\text{同步转速}}$$

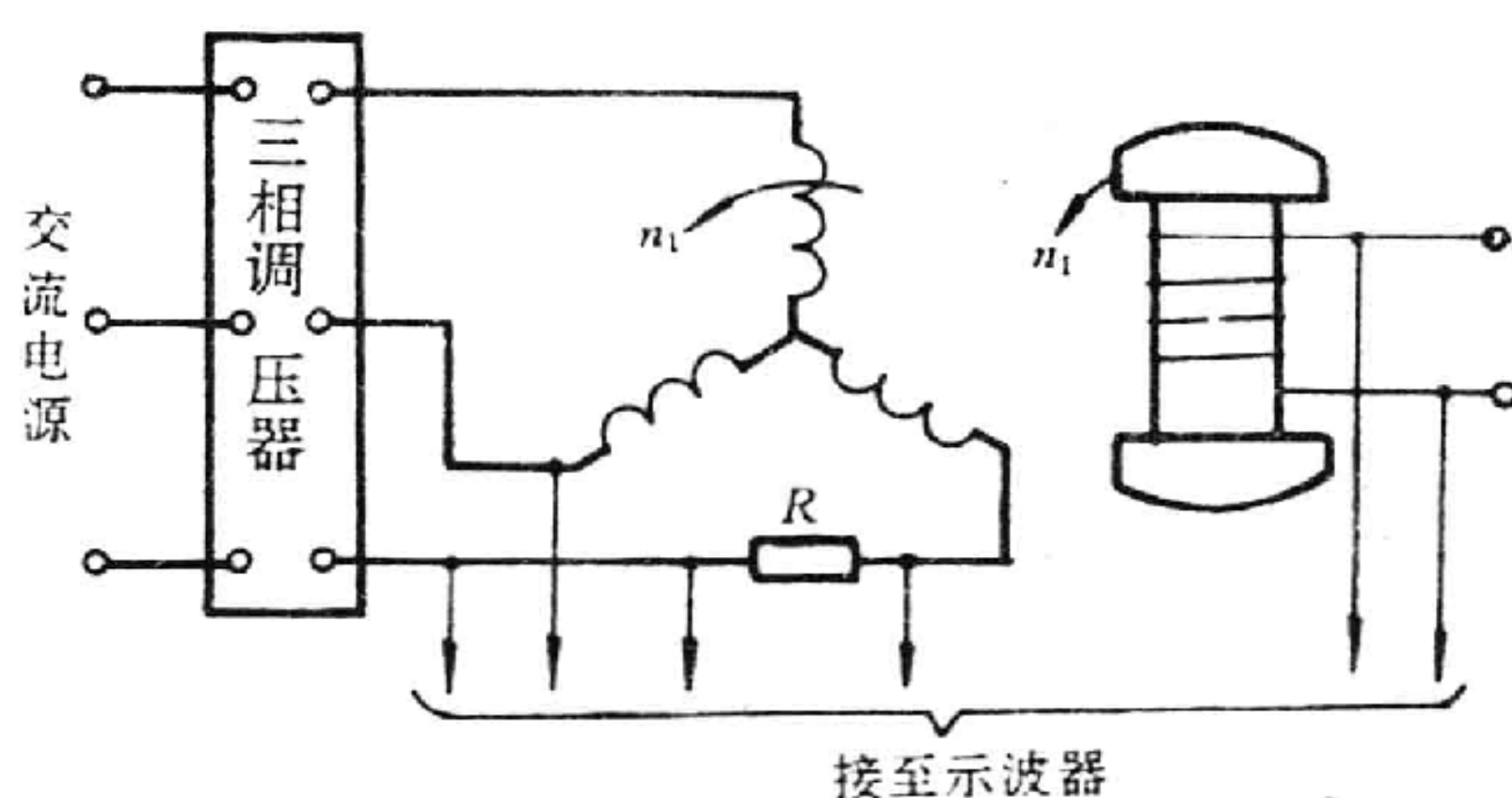


图 10-33 转差法试验接线图

试验接线图如图 10-33 所示。在定子上加上一个额定频率的三相对称电压, 并且让电枢旋转磁动势的转向和转子转向一致。所加电压的大小等于 $(0.02 \sim 0.15)U_N$ 。试验时, 励磁绕组应开路。待转差稳定后, 用示波器拍摄电枢电压、电枢电流及励磁电压 U_{f0} 波形如图 (10-34) 所示。

若受条件限制,也可用电压表和电流表进行测量。

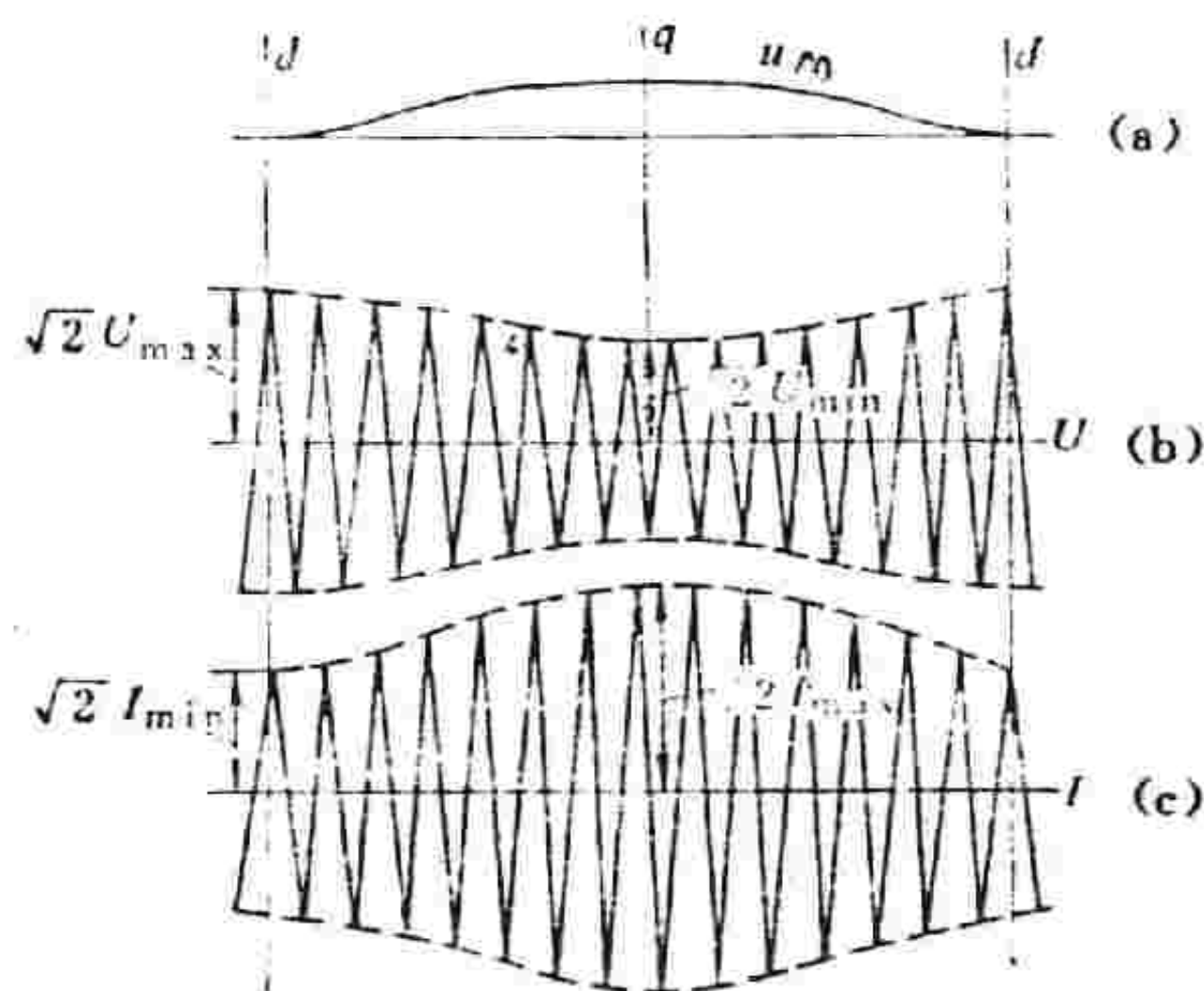


图 10-34 转差试验的电压、电流波形图

由于没有励磁电流, $E_0=0$ 时, 故电枢的电动势方程式为

$$0 = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}_d x_d + j\dot{I}_q x_q$$

一般电枢电阻可忽略, 则得

$$\dot{U} = -j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_q x_q$$

上式是对应于当转子转速为同步转速的情况。由于实际的转子转速稍低于同步转速, 转子与电枢旋转磁场之间有相对运动, 因此旋转磁场的轴线将不断依次和转子的直轴或交轴重合, 相应地, 电枢的电抗将随着旋转磁场与转子磁极相对位置的变化而变化, 即在最大值 x_d 和最小值 x_q 之间作周期变动。当旋转磁场轴线对准直轴 d 时, $I_q=0, I=I_d$ 。这时电枢电抗达到最大值, 故电枢电流为最小值 $I_{\min}$, 由于供电线路压

降较小, 电枢每相电压为最大值 $U_{\max}$, 故得

$$x_d = \frac{U_{\max}}{I_{\min}} \quad (10-32)$$

这时励磁绕组所链的磁通为最大值, 但其变化为零。因此 U_0 的瞬时值为零。

同理, 当定子旋转磁场对准交轴 q 时, 电压为最小值, 电流为最大值, 故得

$$x_q = \frac{U_{\min}}{I_{\max}} \quad (10-33)$$

这时励磁绕组所链的磁通为零但其变化率却最大, 故 U_0 瞬时值达最大值。

由于试验是在降低电压下进行的, 所以测出的 x_d 和 x_q 都为不饱和值。

试验中要注意转差不能太大。转差太大, 转子铁心里会感应电流产生反磁动势, 不符合同步电机的原理。同时转差过大, 电枢电流变化的频率太高, 不易读数。当然转差太小, 气隙磁通又容易拉着凸极转子牵入同步。

§ 10-8 同步发电机的零功率因数负载特性及保梯电抗的测定

作相量图时, 需要知道电枢漏电抗 x_s , 这一电抗可以通过空载特性和零功率因数负载特性求取。因此, 零功率因数负载特性也是同步发电机基本特性之一。

一、零功率因数负载特性(简称零功率因数特性)(zero power-factor characteristic)

零功率因数特性是指同步发电机带上一个纯感性负载($\cos\varphi=0$), 让转速为同步速, 并保持负载电流 I 不变, 求取发电机端电压与励磁电流之间的关系, 即

$$n=n_1, \quad I=\text{常数}, \quad \cos\varphi=0(\text{滞后}) \text{ 时, } U=f(i_f)$$

按图 10-35 接线, 电枢接一个可变的三相纯感性负载(例如三相可变电抗器 $\cos\varphi \approx 0$)。试

验时,把同步发电机拖动到同步转速,然后调节发电机的励磁电流和负载的大小,使负载电流始终保持为常值(例如 $I=I_N$),这样记录不同励磁下发电机的端电压,即可得到零功率因数曲线,如图 10-36 所示。

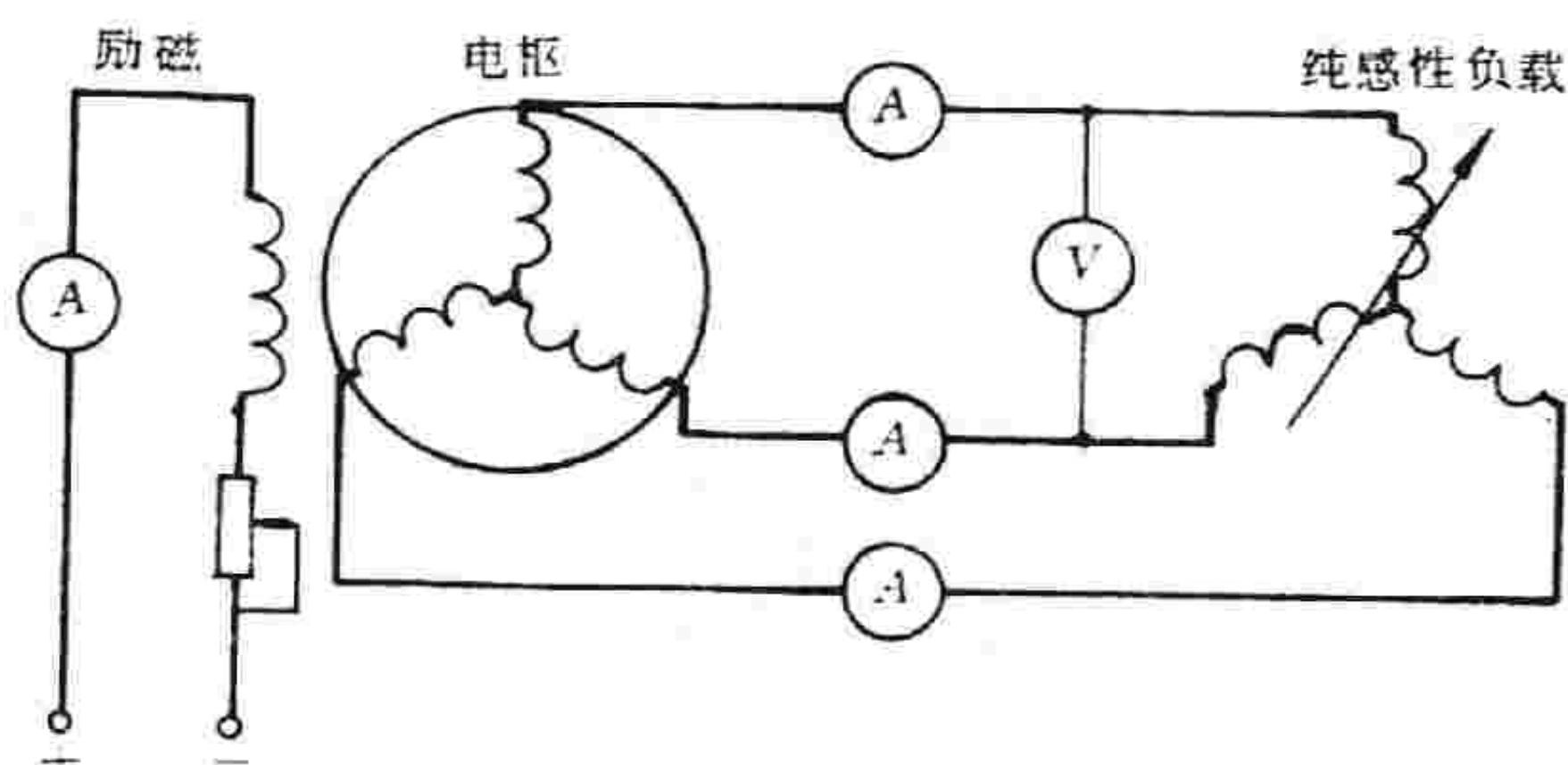


图 10-35 零功率因数负载实验接线图

从图 10-36 可见,零功率因数特性在空载特性的右边,其形状与空载特性相似,这表明两条曲线之间具有某种联系,下面研究这个问题。

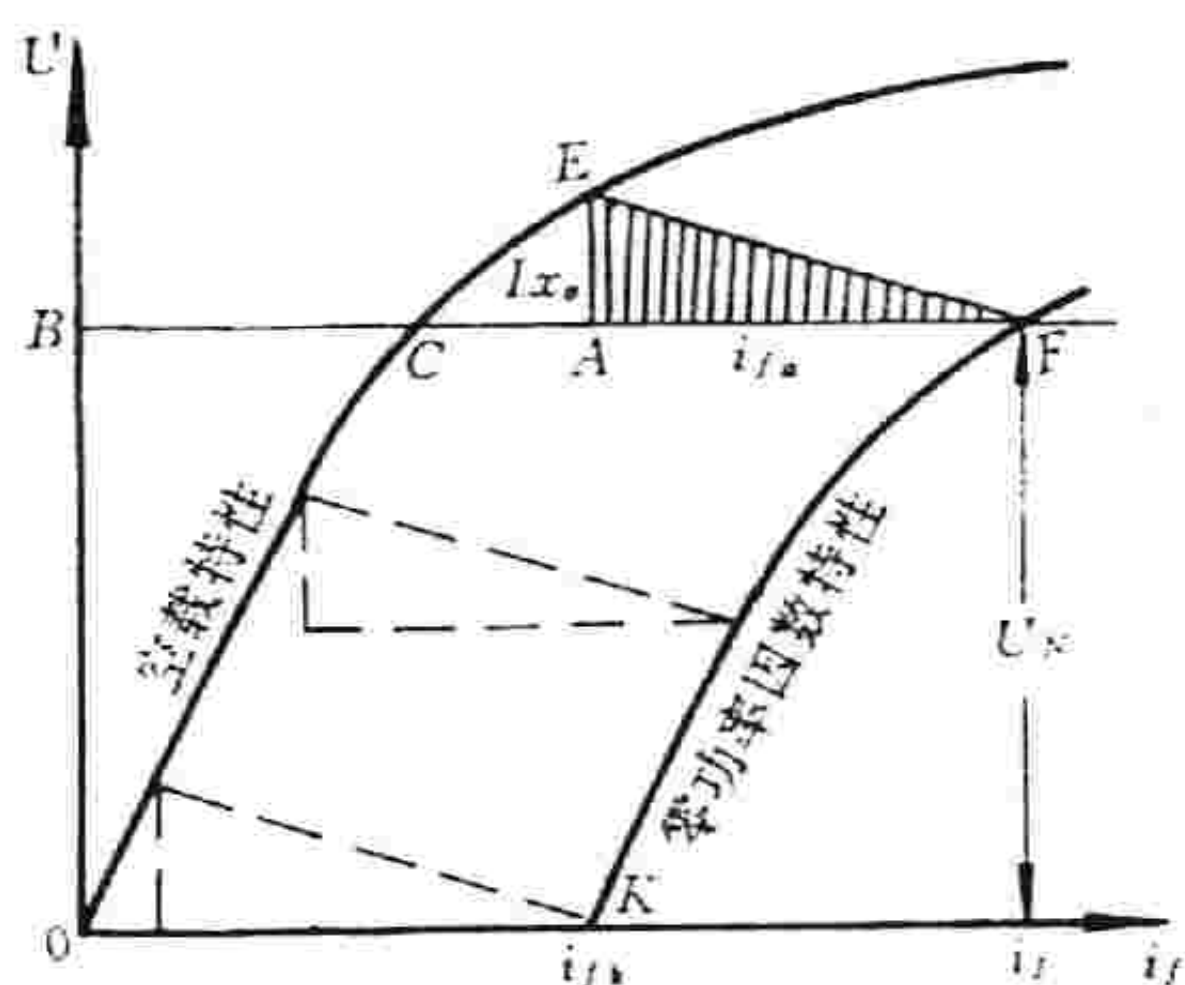


图 10-36 零功率因数负载特性

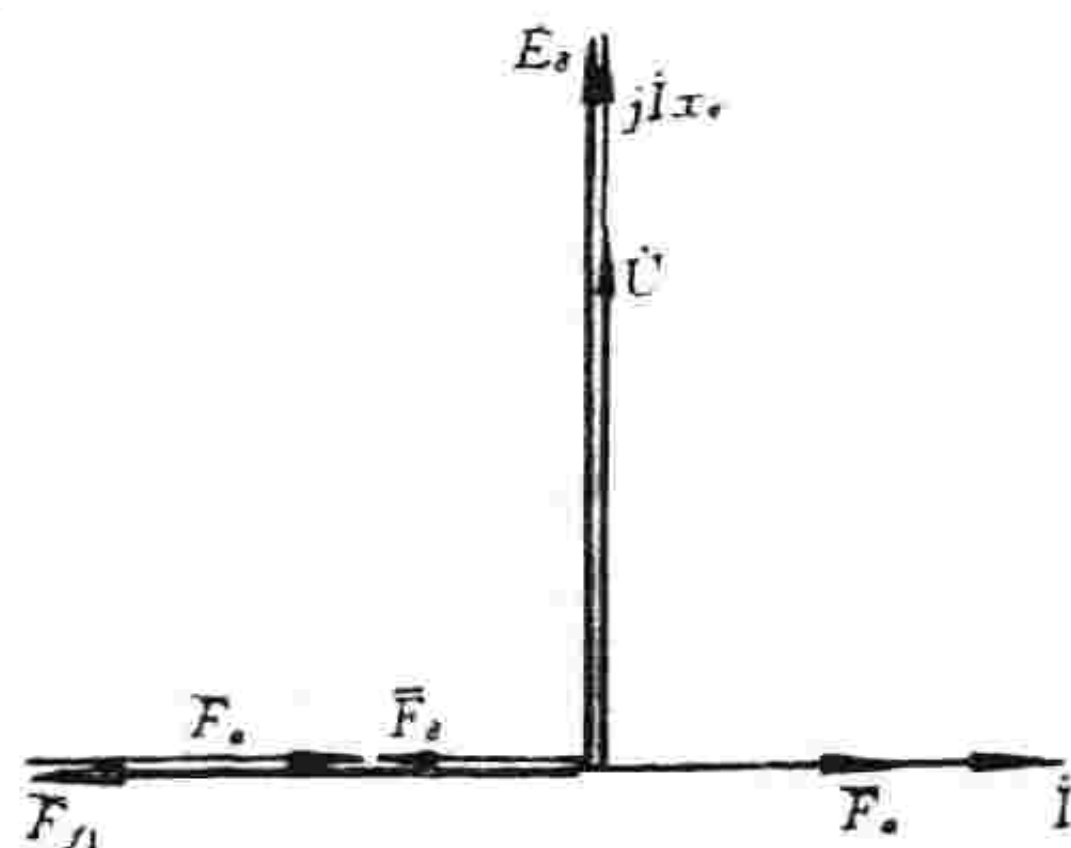


图 10-37 零功率因数负载磁动势—电动势相量图

图 10-37 表示零功率因数负载时发电机磁动势—电动势相量图。由于 $\varphi=90^\circ$,而电机内部的电阻又远远小于同步电抗,所以此时 $\dot{E}_s$ 与 $\dot{I}$ 的夹角 $\psi \approx 90^\circ$;换言之,零功率因数负载时的电枢磁动势是纯去磁的直轴磁动势。从图 10-37 可见,此时励磁磁动势 F_f 、 F_a 和合成磁动势 F_s 都在水平线上,气隙电动势 $\dot{E}_s$ 、定子漏抗压降 jI_x_s 和端电压都在垂直线上,磁动势之间、电动势之间的关系均为代数加减关系,即

$$E_s \approx U + Ix_s$$

$$F_s \approx F_f - F_a$$

这样,在图 10-36 中,若 $\overline{OB}$ 表示额定电压, $\overline{BC}$ 表示空载时产生额定电压所需的励磁电流,则在零功率因数负载时,由于需要克服定子漏抗压降和去磁的电枢反应,如仍要保持端电压为

额定值,则励磁电流就应该比 $\overline{BC}$ 大。从空载曲线上作 $\overline{BC}$ 延长线的垂线 $\overline{EA}$,使其等于定子的漏抗压降,即 $\overline{EA}=I x_s$,则 $\overline{CA}$ 即为克服定子漏抗压降所需增加的励磁电流值。再作线段 $\overline{AF}$,使其相当于电枢的直轴电枢去磁磁动势所需增加的励磁电流 i_{fa} 。因此为了保持发电机端电压为额定电压,在零功率因数负载时所需的励磁电流 i_f 应为 $\overline{BF}=\overline{BC}+\overline{CA}+\overline{AF}$,所得的 F 点为零功率因数负载特性上的一点。

从上面的分析可见,零功率因数特性和空载特性之间相差一个直角三角形 AEF ,该三角形称为同步电机的特性三角形或保梯三角形(*potier triangle*)。特性三角形的一条直角边(铅垂边)是定子漏抗压降 $I x_s$,另一条直角边(水平边)是电枢反应磁动势的等效励磁电流 i_{fa} 。由于测取零功率因数特性时,电流 I 保持不变,可见 $I x_s$ 和 i_{fa} 不变。因此特性三角形的大小不变。这样,把特性三角形的底边保持水平位置而使其顶点 E 沿空载特性上移动,则其右边顶点 F 的轨迹即为零功率因数特性。当特性三角形移到其水平边与横坐标重合时,可得 K 点,该点的端电压 $U=0$,故实质上即为短路点。

二、由零功率因数特性和空载特性确定定子漏抗和电枢反应磁动势

上面我们研究了如何从空载特性和特性三角形求得零功率因数特性。反过来,如果已知零功率因数特性和空载特性,则特性三角形就可以确定,从而可确定定子漏抗和电枢反应磁动势。

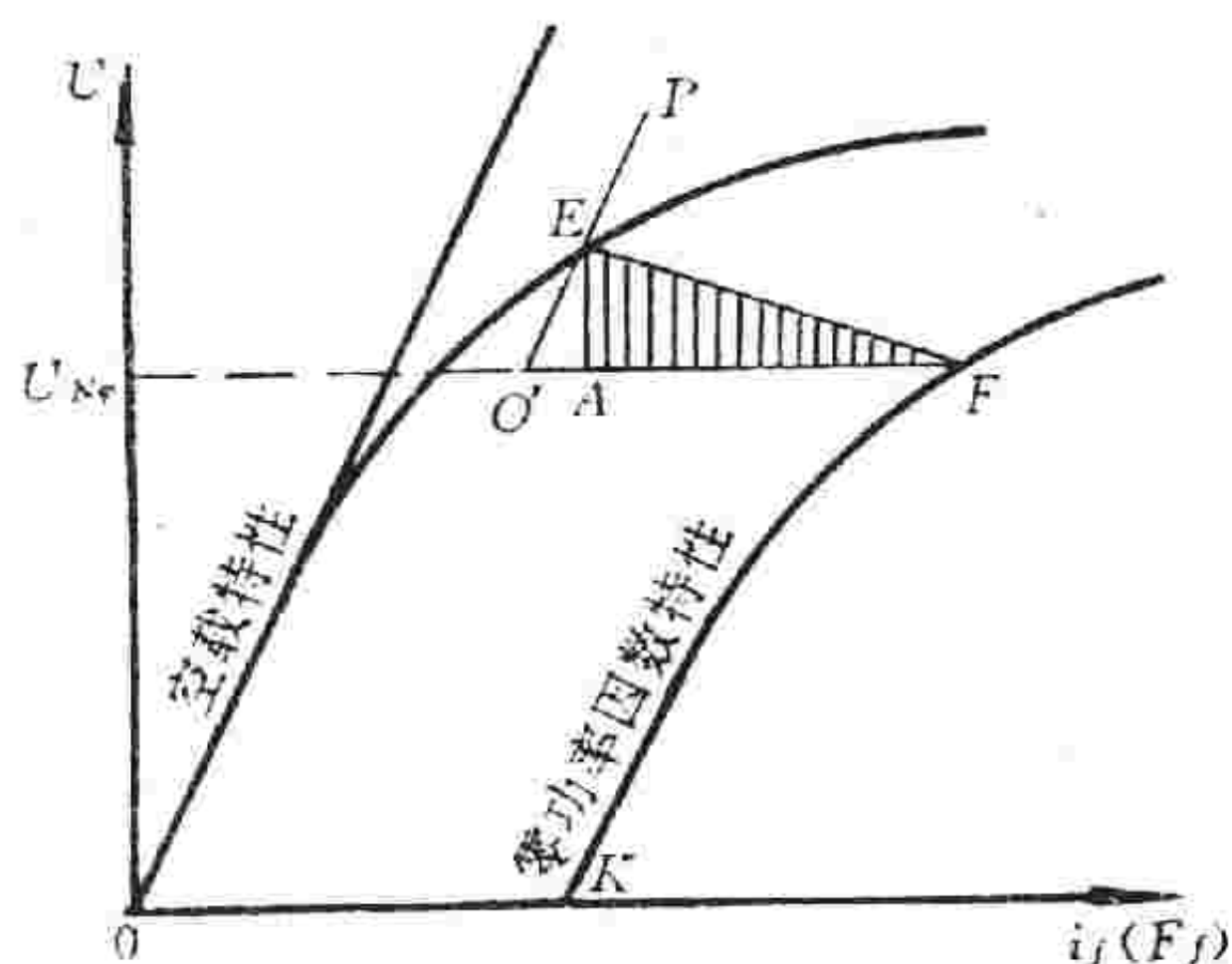


图 10-38 由空载特性和零功率因数特性求出特性三角形

在零功率因数特性上取两点,一点在额定电压附近,如图 10-38 中的 F 点,另一点为短路点 K 。通过 F 点作平行于横坐标的水平线 $\overline{O'F}$,使 $\overline{O'F}=\overline{OK}$,再从 O' 点作气隙线的平行线 $\overline{O'P}$,并和空载特性交于 E 点,由 E 点作 $\overline{O'F}$ 的垂线交 $\overline{O'F}$ 于 A 点,则 $\triangle AEF$ 即为要找的特性三角形。由此可见,电枢电流 I 所产生的电枢磁动势为

$$k_a F_a = \overline{AF}$$

若横坐标用励磁电流表示,则 $\overline{AF}=i_{fa}$, i_{fa} 为直轴电枢去磁磁动势的等效励磁电流。

定子漏抗为

$$x_s = \frac{\overline{EA}}{I}$$

上式中, $\overline{EA}$ 为一相漏磁电动势。

研究表明,由于零功率因数负载时转子的漏磁比空载时大,所以零功率因数特性和空载特性所确定的漏抗将比实际的定子漏抗稍大,一般把由零功率因数特性和空载特性确定的漏抗称为保梯电抗(*potier reactance*),以 x_p 表示。对一般的电机来说,试验和作图求取的零功率因数特性的差别是不大的。在隐极电机中,因为极间漏磁通较小,故 $x_p \approx x_s$;而凸极电机中,则 $x_p \approx (1.1-1.3)x_s$ 。

由上面的分析可知,为了求电枢反应磁动势和定子漏抗,只要已知空载特性和零功率因数特性上的 K 和 F 两点就可以了。 K 点可以通过短路特性找出,因此,零功率因数特性实验只需求一点 F 就可以了。

表 10-1 表示了现代同步发电机参数的典型值。

表 10-1 现代同步发电机的参数(均为标么值)

类 型	x_d (不饱和值)	x_q	x_d' (保梯电抗)
汽轮发电机	$\frac{1.70}{0.90 \sim 2.5}$	$\approx 0.9x_d$	$\frac{0.18}{0.10 \sim 0.26}$
凸极同步发电机	$\frac{1.55}{0.65 \sim 1.60}$	$\frac{0.75}{0.40 \sim 1.0}$	$\frac{0.32}{0.17 \sim 0.40}$

注:表中横线以下的数字为参数的范围,横线以上的数字为多数电机参数的平均值。

§ 10-9 同步发电机的外特性和调整特性

外特性和调整特性都是发电机的正常运行特性。

一、外特性(voltage regulation characteristic)

外特性表示发电机的转速保持为同步转速,励磁电流和负载的功率因数不变时,发电机的端电压和负载电流的关系,即

$$n = n_1, \quad i_f = \text{常数}, \quad \cos \varphi = \text{常数时}, \quad U = f(I)$$

外特性既可用直接负载法测出,也可用作图法间接求出。

图 10-39 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,外特性是下降的,因为这两种情况下的电枢反应均为去磁作用,此时定子电阻压降和漏抗压降也引起一定的电压下降。在容性负载时,外特性也可能是上升的。

从外特性可以求出发电机的电压调整率。调节发电机的励磁,使额定负载时($I = I_N, \cos \varphi = \cos \varphi_N$)发电机的端电压为额定电压,此励磁电流就称为额定励磁电流。然后保持励磁和转速不变,卸去负载,此时端电压升高的标么值,就称为同步发电机的电压调整率,如图 10-40 所示,用 ΔU 表示电压调整率,则

$$\Delta U = \frac{E_0 - U_{N\varphi}}{U_{N\varphi}} \times 100\%$$

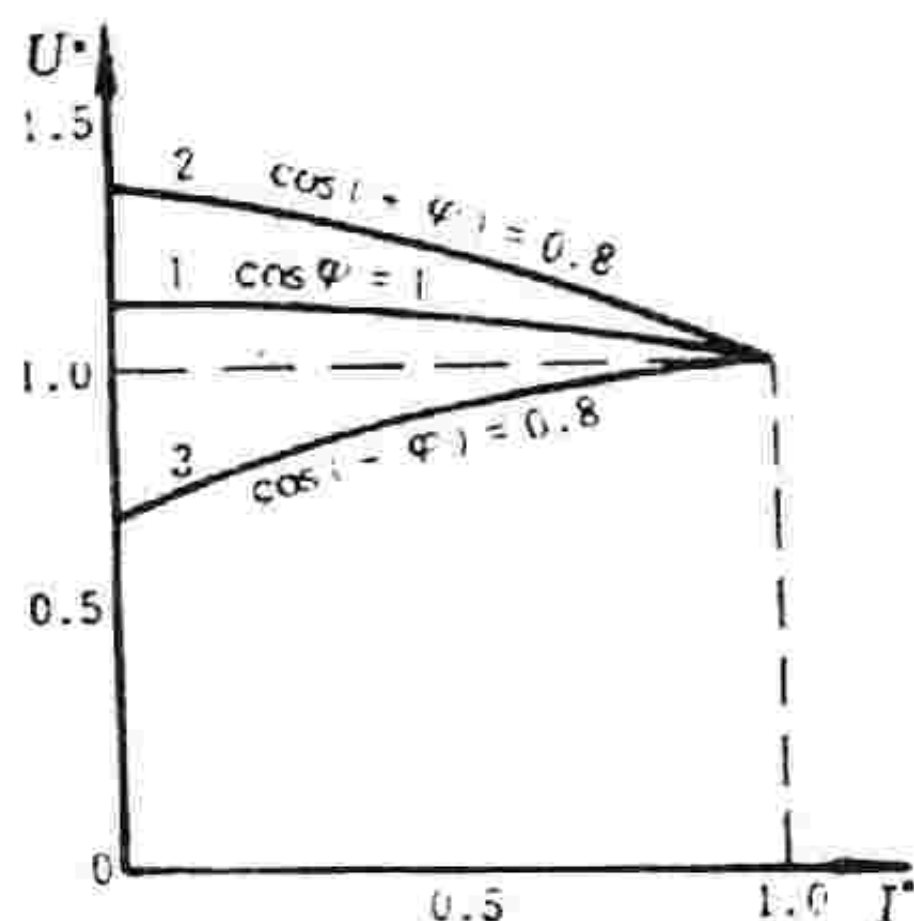


图 10-39 不同功率因数时发电机的外特性

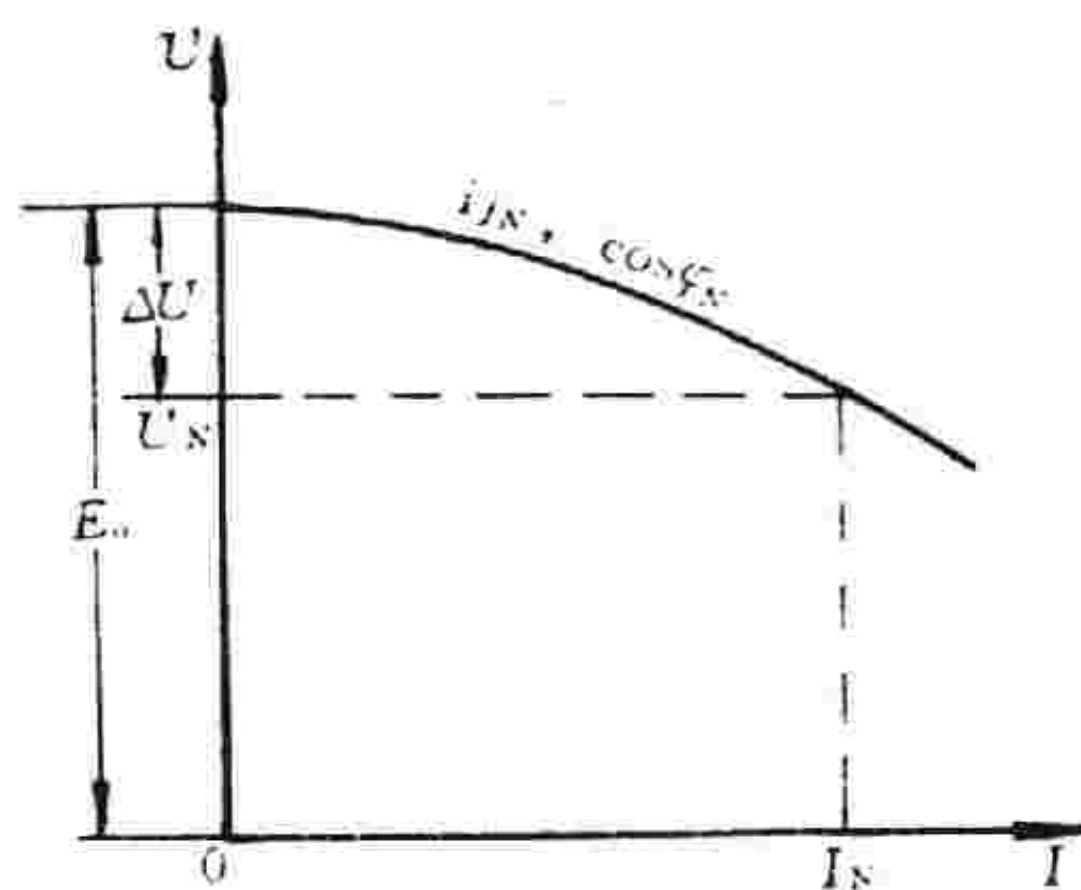


图 10-40 从外特性求电压调整率 ΔU

电压调整率是表征同步发电机运行性能的数据之一。过去发电机的端电压要靠值班人员的手动操作来调整,因此对 ΔU 要求很严。现代的同步发电机大多数装有快速的自动调压装置,所以对 ΔU 的要求已放宽。为防止卸载时电压急剧上升,以致击穿绝缘, ΔU 最好小于 50%,近代凸极电机的 ΔU 大体在 18~30% 以内。汽轮发电机由于电枢反应电抗较大,故 ΔU 也较大,大体在 30~48% 这一范围内(均为 $\cos\varphi=0.8$ 滞后时的数值)。

二、调整特性

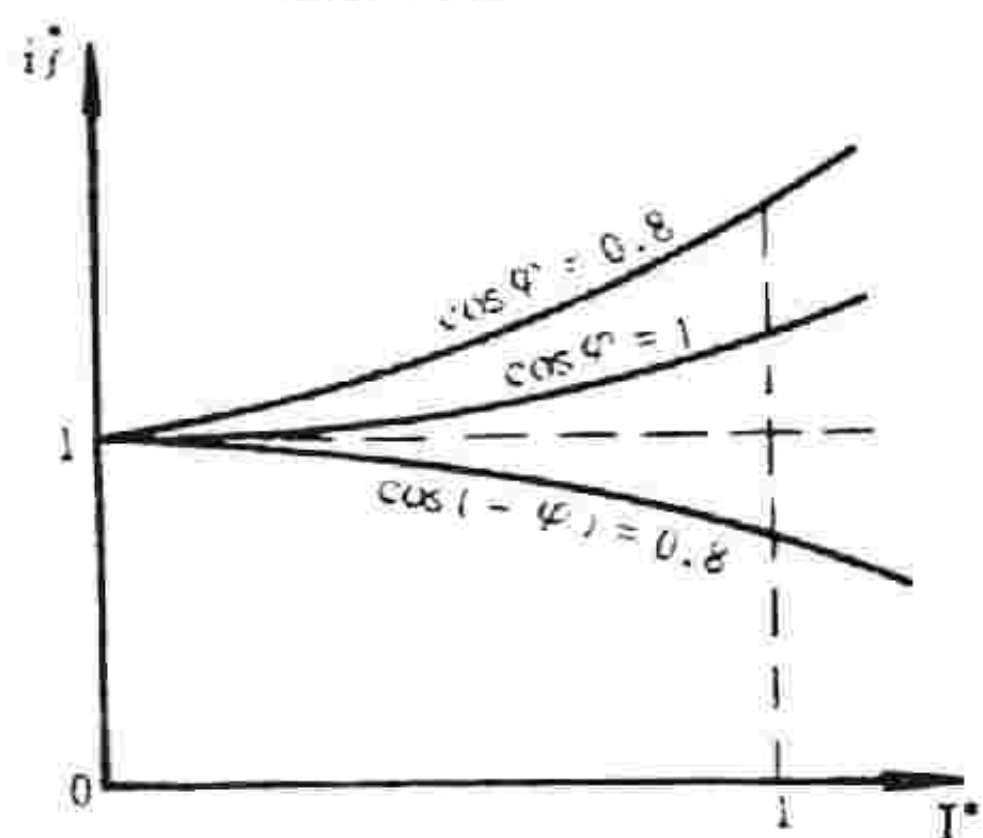


图 10-41 同步发电机的调整特性

当发电机的负载发生变化时,为了保持端电压不变,必须同时调节发电机的励磁电流。当发电机的转速保持为同步速,发电机的端电压和负载功率因数不变时,负载电流变化时励磁电流的调整曲线,就称为发电机的调整特性,即

$$n=n_1, \quad U=\text{常数}, \quad \cos\varphi=\text{常数时}, \quad i_f=f(I)$$

在感性和纯电阻负载时,为克服负载电流所产生的去磁电枢反应和漏阻抗压降;随着负载的增加,为保持端电压为一常数,励磁电流必须相应地增大,因此,这两种情况下的调整特性是上升的。反之,在容性负载时,调整

特性也可能是下降的。图 10-41 表示不同的功率因数时,同步发电机的调整特性。

例 10-4 有一台三相 8750kVA、11kV(Y 接)、 $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后)的水轮发电机,其空载、短路和零功率因数特性如图 10-42 所示,定子电阻 $r_s=0.011$,试求该机的额定励磁电流和电压调整率。

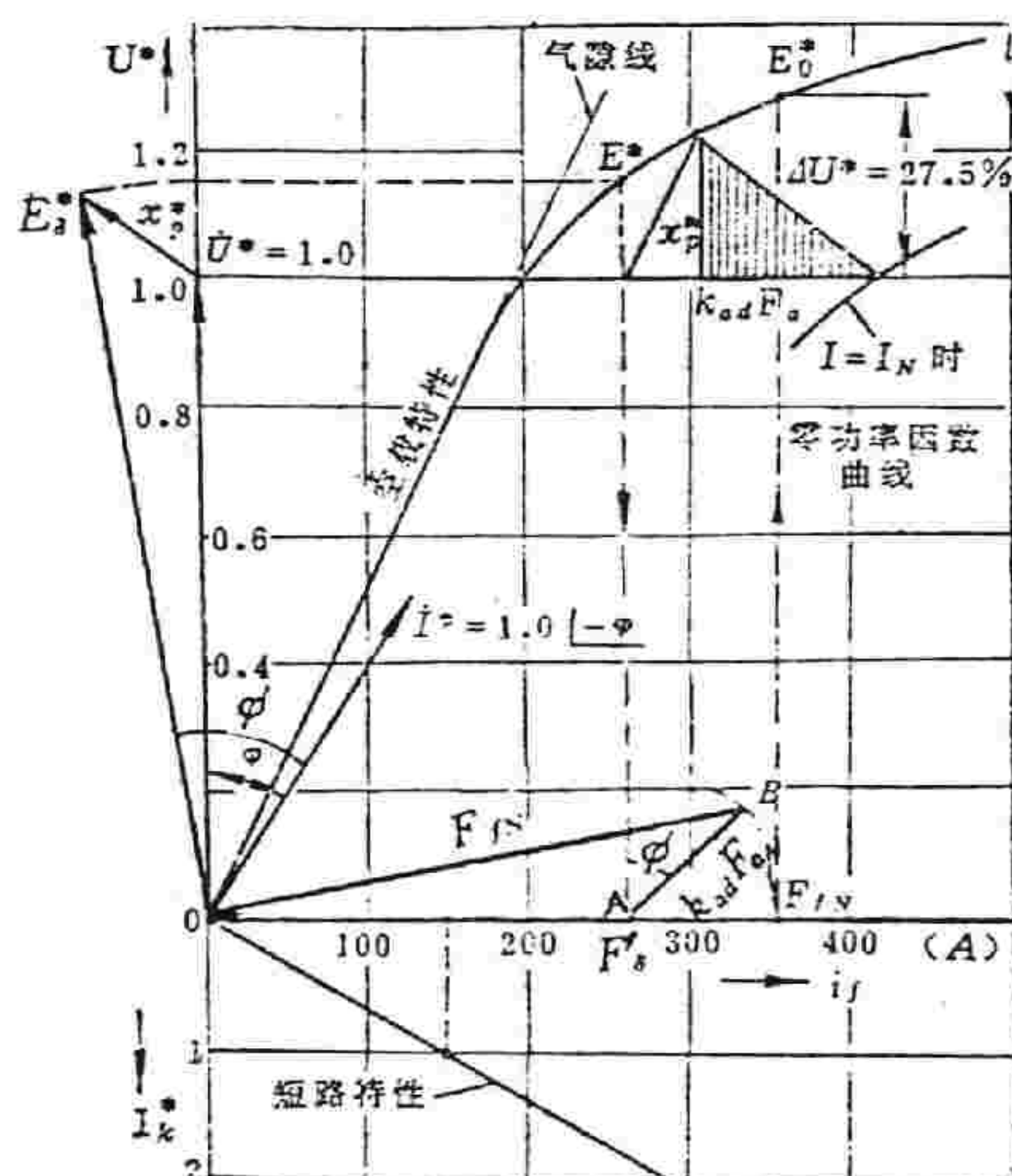


图 10-42 例 10-4 额定励磁电流和电压调整率的确定

解:先由空载特性和零功率因数特性上的两个点(额定电压点,短路点)确定额定电流时的特性三角形,并由此求出定子漏抗(保梯电抗)的标么值 $x_p^* = 0.21$,额定电流时的电枢反应磁动势(用励磁电流表示) $k_{ad}F_a = 112\text{A}$ 。

由于 $x_p^* \gg r_a^*$,故 r_a^* 可忽略不计。

用图 10-42 的图解法找出额定负载时的气隙电动势 E_s^* ,则 $E_s^* = 1.14$ 。然后从空载特性查出 E_s^* 对应的气隙合成磁动势 F'_s , $F'_s = 244\text{A}$,再作 $\overline{AB}$ 与纵坐标成 ϕ' 角,量取 $\overline{AB} = k_{ad}F_a = 112\text{A}$ 。连 $\overline{OB}$ 即得励磁磁动势 $F_{fN} = 350\text{A}$ 。相应的空载电动势 $E_0^* = 1.275$,于是 $\Delta U = 27.5\%$ 。

小 结

本章研究了三相同步发电机对称负载运行时的电磁过程,着重分析了对称负载下各个电动势、端电压、相电流和励磁电流之间的关系;阐明了在对称负载下的有关运行特性和稳态参数的测定方法。

在分析同步电机内部的物理情况时,电枢反应占有重要的地位。电枢反应的性质是取决于负载的性质和电机内部的参数,明确地说,它取决于 E_0 与 I 的夹角 ϕ 的数值。在同步电机中,交轴电枢磁动势和主磁场相互作用,决定了电机内部的能量转换;直轴电枢磁动势对主磁动势起去磁或加磁作用。

对于隐极电机,由于气隙均匀,所以可用单一的同步电抗 x_s 来表征电枢反应和漏磁的效果。凸极电机气隙不均匀,同样大小的电枢磁动势作用在直轴或交轴时,电枢反应不一样大,所以分析和表征凸极同步电机时,要用双反应理论和 x_d 、 x_q 两个参数,以分别表征直轴和交轴电枢电流所产生的电枢反应和漏磁的效果。

参数 x_d 、 x_q 的大小对于同步电机具有重要的意义。同步发电机一般与电网并联运行,因此发电机的参数不但直接影响到本身的运行性能,而且还会影响到整个系统运行的稳定和可靠性。

正常运行时,同步发电机的特性主要有两条:外特性和调节特性。外特性说明负载变化而不调节励磁时电压的变化情况;调整特性则说明负载变化时,为保持端压恒定,励磁电流的调节规律。其它如空载特性、短路特性、零功率因数负载特性则属于为求测电机参数用的特性曲线。

表征同步发电机稳态运行性能的主要数据和参数有:短路比、直轴和交轴同步电抗、保梯电抗和漏电抗。短路比是表征发电机静态稳定度的一个重要数据,而各个参数则是定量分析电机稳定运行状态的有用工具。

第十一章 同步发电机的并联运行

本章重要内容:1. 掌握同步发电机并联投入的条件和方法。

2. 掌握同步发电机的功角特性。

3. 掌握并联发电机的有功和无功的调节。

4. 了解并联发电机的静态稳定概念。

§ 11-1 概 述

现代的发电厂里通常装有多台同步发电机,这些发电机都是并联的。不同发电厂的发电机之间也并联起来,形成一个巨大的电力网,或称电力系统(*electric power system*)。在电力系统中的发电机,从内部电磁规律看,与单机运行情况相同,但由于多台发电机并联使运行条件发生改变,出现了一些新的问题,如并联条件和方法问题、负载分配问题、稳定问题等。这一章就是研究并联投入的条件和方法,以及并联发电机的一些运行规律。

一、为什么要并联运行(*parallel operation*)

(1)电能的供应可以相互调剂,合理使用,从而更合理地利用动力资源和发电设备。当某地用电较多时,别地可以送电支援。在火力发电厂与水力发电厂的配合方面,在旺水时期,由水电厂发出廉价电力,火电厂可少发电;在枯水期,由火电厂多供电,而水轮发电机可不发电或作同步调相机运行,供给电网无功功率。在并联运行中,负载大时,就多开几台发电机,负载小时,就少开几台,使每台发电机都能在满载下运行,提高运行效率。

(2)增加供电的可靠性,一台发电机的故障,不致于造成停电事故。同时,备用容量也减少了。

(3)供电的质量提高了。由于系统容量很大,一台电动机的起动、加载、停机,对系统来说,几乎就没有影响。因此,电网的电压和频率能保持在要求的恒定范围内。

(4)系统愈大,负载就愈趋均匀。不同性质的负载,相互起补偿作用。就以地区来说,地区大,时差也大,使用照明的时间也就错开了。负载均匀,发电机就能经常满载运行,提高了设备的利用率。若电力系统处在尖峰负荷(短时用电量较大),可以用增开担负尖峰负载的发电机来解决,不使电网中发电机的负载均衡性遭到破坏。

(5)联成大电力系统后,有可能使发电厂的布局更加合理。在产煤区,多布置一些火力发电厂,在水力资源丰富的地方,多布置一些水力发电厂。然后,利用高压输电线对工业中心区域供电。

二、什么叫无限大电网(*infinite busbar system*)

现代的电力系统容量很大,单台发电机的容量和整个电力系统容量相比是很小的,因此单台发电机的变动情况几乎不会影响整个电网的电压和频率,也就是说,系统的电压和频率可以看作是不变的,即 $U = \text{常数}$, $f = \text{常数}$ 。这样的电网称为无限大电网。所以无限大电网实际上是相当于一个内阻抗等于零的恒频、恒压电源。本章主要讨论单台发电机与无限大电网的并联运

行。

由于并网后的发电机运行情况要受到电力系统的制约,也就是它的电压、频率要和电网一致而不能单独变化,因此,对发电机的运行分析将与单机运行有所不同。

实际上,系统的容量是有限的,无限大电网只是一个相对的概念。负载增加时,就必须增加发电量,否则,电压和频率就会下降,只是大容量系统中,电压和频率的变动很小而已。

三、研究并联运行时所用的规定正方向

发电机和电网的规定正方向如图 11-1 所示。图中只画了一相的情况。其中 $\dot{U}_G$ 、 $\dot{I}_G$ 、 $\dot{E}_0$ 分别为发电机的电压、电流和电动势; $\dot{U}_S$ 、 $\dot{I}_S$ 分别为电网的电压和电流。

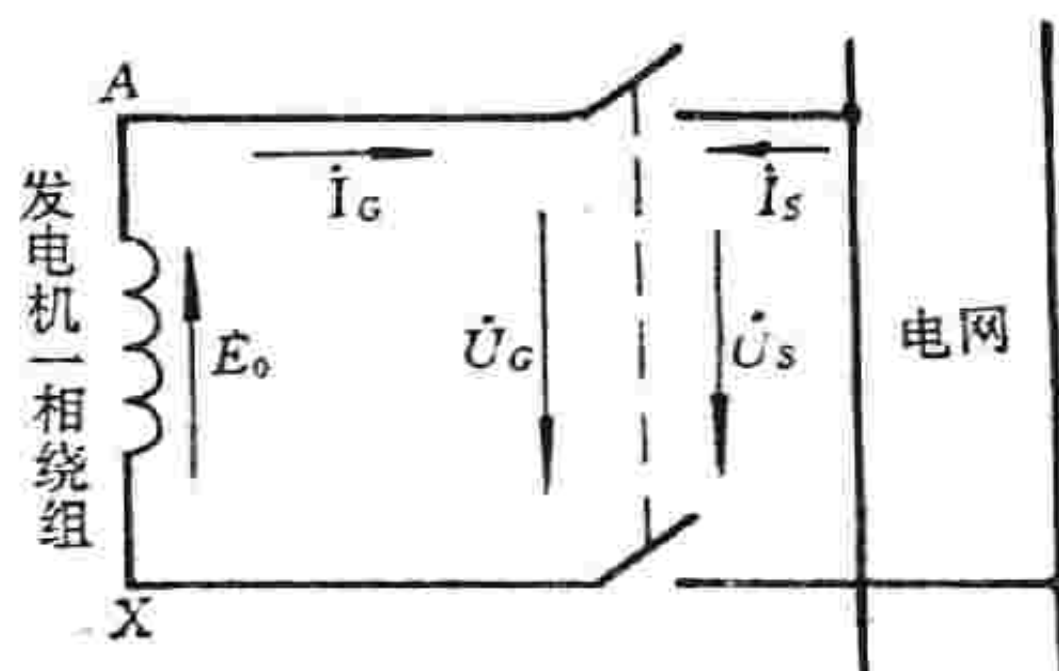


图 11-1 研究并联运行的规定正方向

§ 11-2 同步发电机并联投入的条件和方法

一、并联投入条件

为了避免并联合闸时引起电流、功率以及由此引起的发电机内部的机械应力的冲击,将要投入电网的发电机应满足下列条件:

1. 发电机的电压幅值等于电网电压幅值,而且波形一致。
2. 投入时,发电机的电压相位与电网电压相位一致。即

$$\dot{U}_G = \dot{U}_S$$

3. 发电机的频率等于电网的频率,即

$$f_G = f_S$$

4. 发电机的相序必须与电网相序一致。

不满足上述条件有什么后果呢?

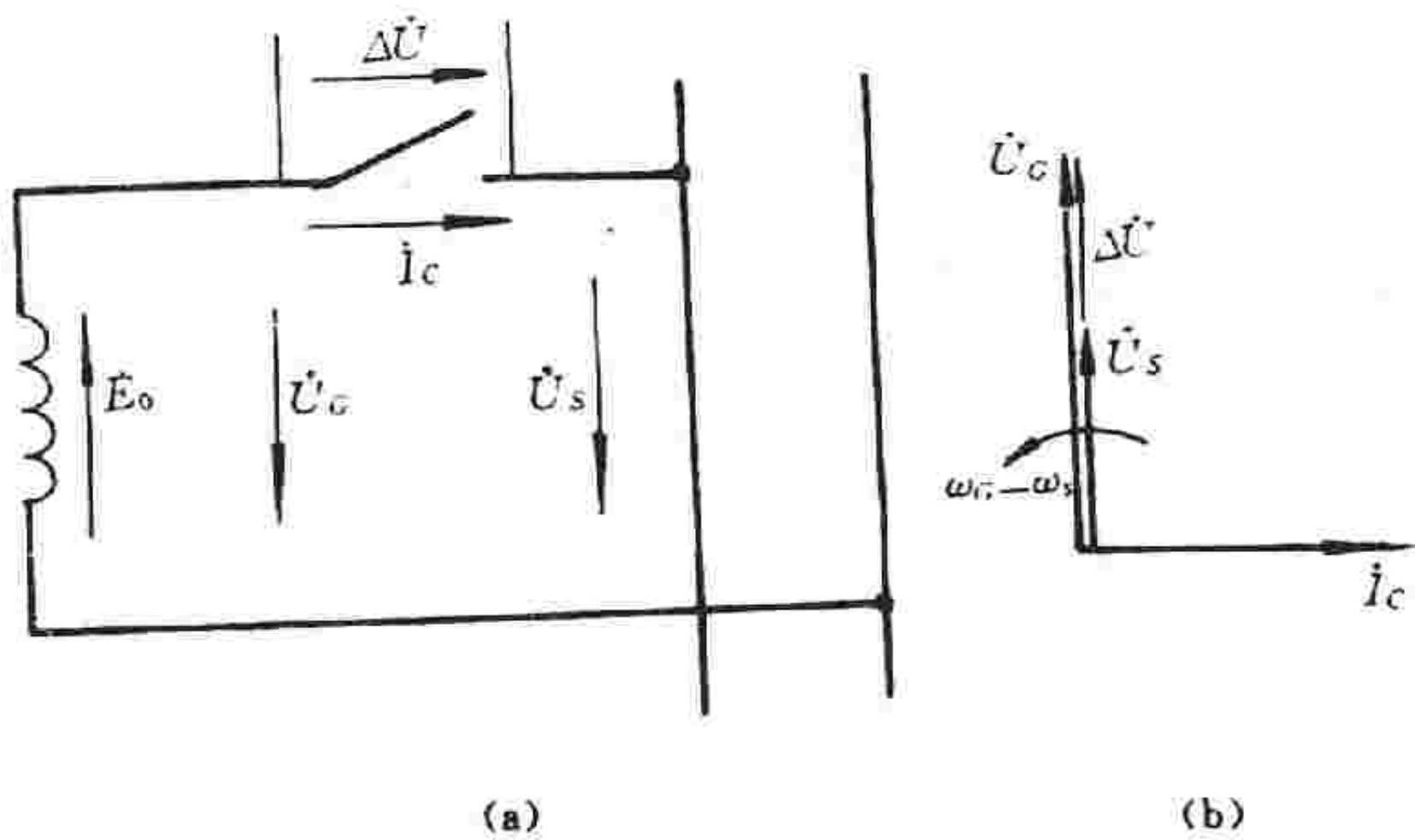
若频率相等,相序一致,但发电机电压 $\dot{U}_G$ 和电网电压 $\dot{U}_S$ 不相等,则由于发电机和电网之间存在着电位差 $\Delta\dot{U} = \dot{U}_G - \dot{U}_S$,故在并联投入时,发电机和电网之间将出现环流 $\dot{I}_c$ 。(见图 11-2)

$$\dot{I}_c = \frac{\Delta\dot{U}}{Z''_G + Z''_S} \approx -j \frac{\Delta\dot{U}}{x''_G + x''_S}$$

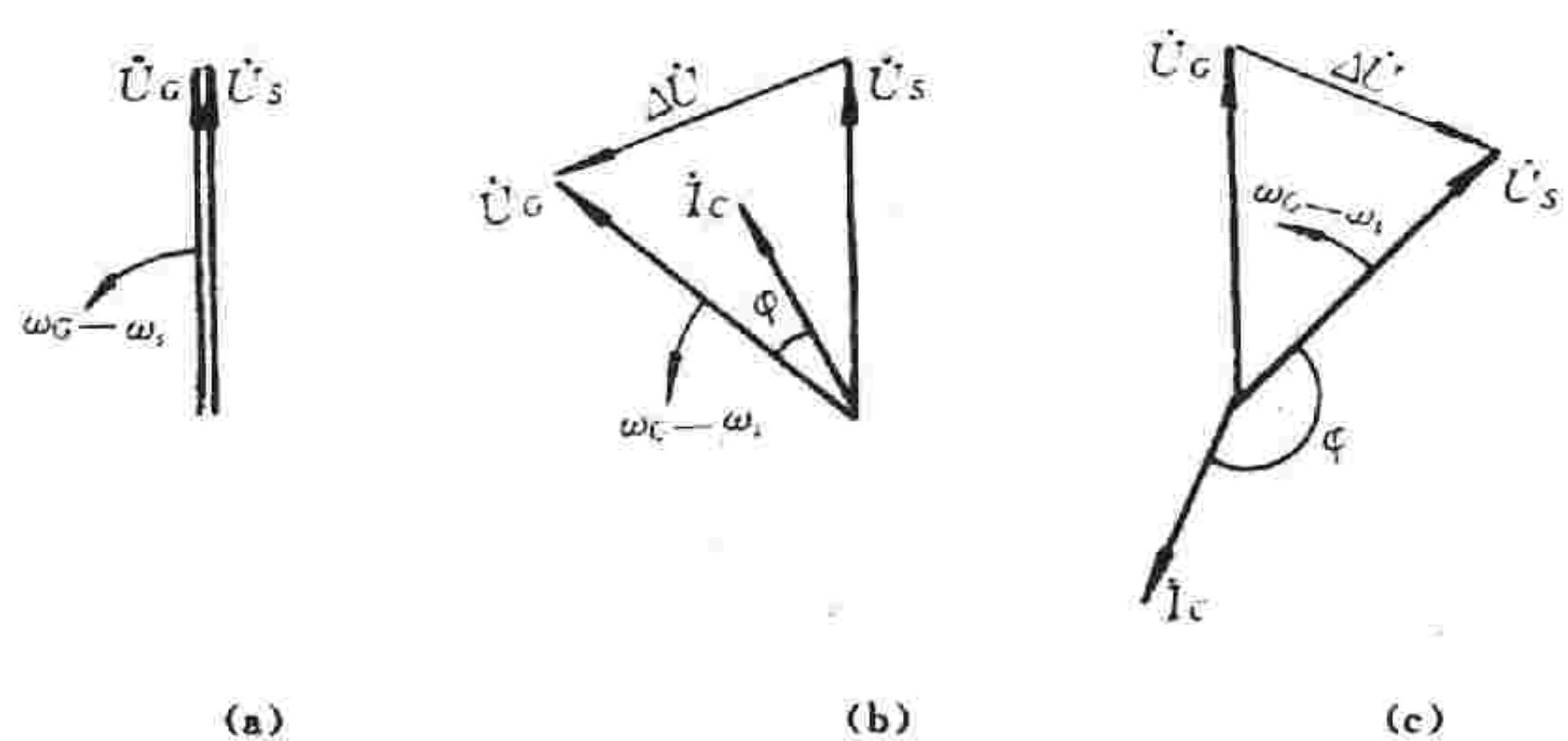
式中 x''_G 和 x''_S 属于过渡性质的电抗,其数值很小,尤其对于无限大电网, $x''_S = 0$ 。因此,即使 ΔU 较小,也会产生较大的冲击环流 I_c 。该电流将对发电机的定子绕组端部产生很大的冲击力,它可能损伤绕组绝缘。 $\Delta\dot{U}$ 与发电机和电网电压的相位差有关,相位差愈大,则 $\Delta\dot{U}$ 越大,当相位差达到 180° 时, $\Delta\dot{U}$ 达最大值。这时如果并联投入,冲击电流是非常大的,常常会使发电机遭到破坏。所以,并联投入时,发电机电压与电网电压的大小、相位应尽量相等。

若频率不相等,则发电机和电网的电压相量将有相对运动。如图 11-3 所示。设 $f_G > f_S$,并把电网电压 $\dot{U}_S$ 看成相对静止,则发电机的电压相量 $\dot{U}_G$ 将以 $\omega_G - \omega_S$ 的相对速度向前旋转,此

时,发电机和电网之间将出现一个大小和相位均不断变化的电位差 $\Delta \dot{U}$ 。并联投入时, $\Delta \dot{U}$ 将在发电机和电网内产生一个大小和相位不断变化的环流 $\dot{I}_c$ 。在某些瞬间(如图 11-3b), $\dot{I}_c$ 和 $\dot{U}_G$ 的夹角 φ 小于 90° , 电机将向电网输出功率; 在另一些瞬间(如图 11-3c), φ 角大于 90° , 电机便从电网输入功率。故电机将时而作为发电机, 时而作为电动机运行, 在电网内引起一定的功率振荡。对电机本身, 由于存在巨大的暂态电流和冲击转矩, 也非常不利。



(a) (b)
图 11-2 电压不相等时的并联合闸



(a) (b) (c)
图 11-3 频率不相等时的并联合闸

相序不同是绝对不允许投入的, 因为即使某相满足了前面三个条件, 但其它两相由于相序不同而使电压相位相差 120° , 它将引起很大的冲击环流, 危害电机的安全运行。由于汽轮机和 水轮机有一定的转向, 而且发电机出线都用颜色黄、绿、红标明, 在装置开关时, 首先就要布置好相序, 所以在发电厂一般不会出现相序错误。

二、并联投入方法

把发电机投入到电网所进行的操作过程称为整步过程(或称并车)。整步方法有两种, 一种叫准整步(*ideal synchronizing*), 另一种叫自整步(*motor synchronizing*)。

把发电机调整到完全合乎并联投入的条件, 然后投入电网, 这种方法叫准整步。为判断是否满足投入条件, 常常采用同步指示器。最简单的同步指示器由三组同步指示灯组成。同步指示灯有两种接法。一种叫暗灯法, 另一种叫旋转灯光法。

1. 暗灯法

在并联刀闸的对应端接上三组灯泡,如图 11-4 所示。每一组灯泡称为相灯。由于相灯两端电压最大可达两倍相电压,因此,对于相电压为 220 伏的发电机,应用两个 220 伏的灯泡串联作为一组相灯。如果发电机和电网电压较高,必须用电压互感器降压后再接相灯,而且发电机和电网的电压互感器必须有相同的联结组别。

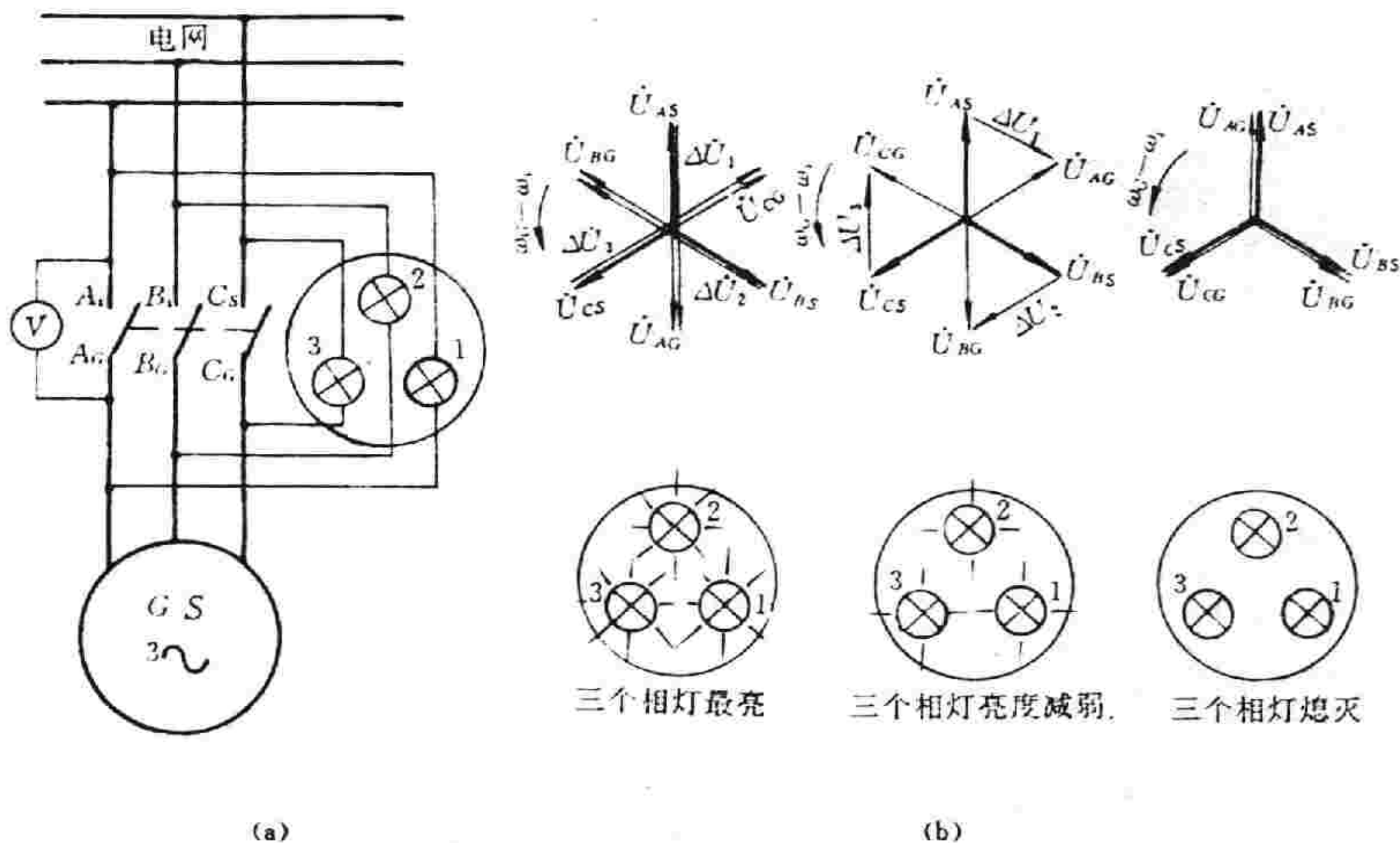


图 11-4 暗灯法接线和相量图

设发电机的相序和电网的相同,电压也相同,但 $\omega_G \neq \omega_S$, ($f_G \neq f_S$), 则发电机和电网这两组电压相量之间就有相对运动。从图 11-4(b) 可见,由于三相同步指示灯分别接在 A_S 、 A_G 、 B_S 、 B_G 、 C_S 、 C_G 之间,故三组相灯上的电压同时发生变化,于是三组灯将同时亮,同时灭,亮灭的快慢决定于 $\omega_G - \omega_S$ 。调节发电机的转速,直到三组灯亮、灭变化很慢时,就表示 $\omega_G \approx \omega_S$ ($f_G \approx f_S$)。当三组灯同时熄灭, A_S 、 A_G 间电压表读数为零时,就表示发电机已经满足了并联投入条件,此时就可合闸。

如果发电机的相序定错了,就会发生把发电机 C 相接到电网 B 相、发电机 B 相接到电网 C 相的错误。这时,实际上成了如图 11-5(a) 的连接,跨在相灯上的电压变成图 11-4(b) 的相量图所示的情况。由图可知,灯光亮暗呈旋转现象。因此,遇到按暗灯法接线,而灯光出现旋转现象时,说明相序接错了。这时绝对禁止把发电机投入电网,必须把发电机接在并联开关的任意两根线互相对调一下,然后重新整步,才能合闸。

2. 灯光旋转法

在暗灯法中,如果相序接错,相灯的灯光就会旋转起来。如果把两组相灯接在不同的相之间,使它们在正确的相序下,出现旋转的灯光。这种并联合闸的方法,叫做灯光旋转法。

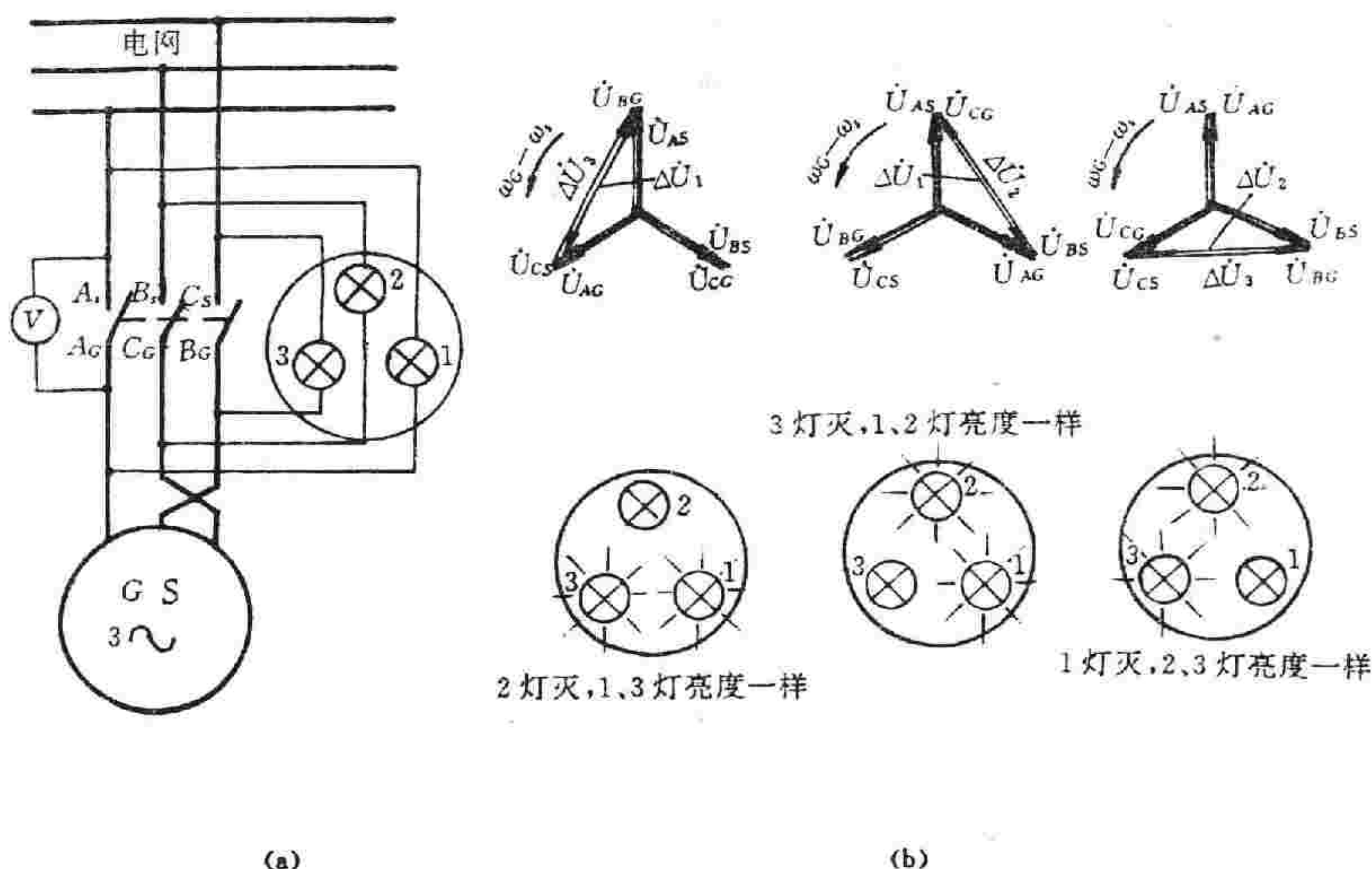


图 11-5 发电机与电网相序不同的接线和相量图

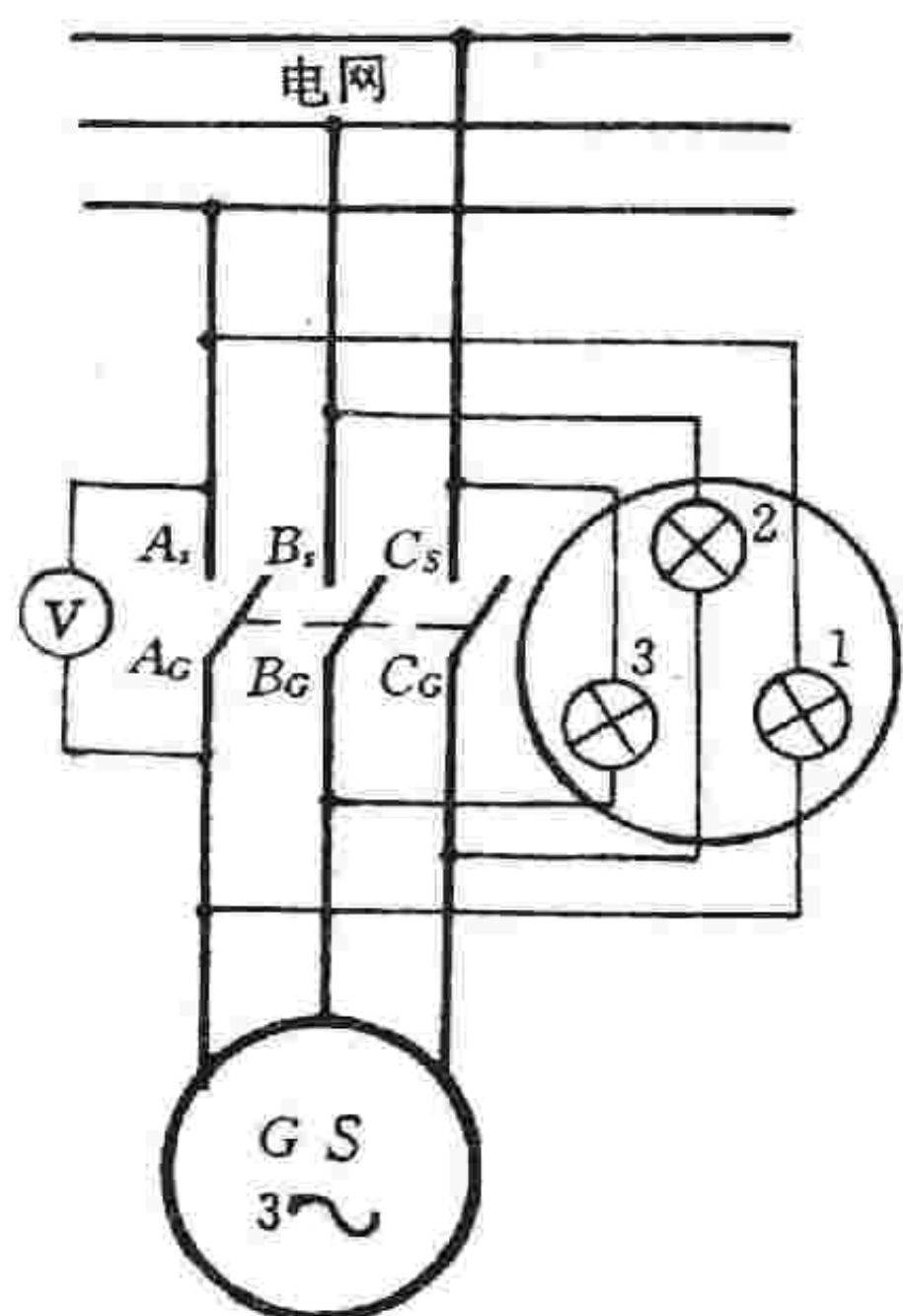


图 11-6 灯光旋转法接线

图 11-6 是灯光旋转法接线,实际上,相灯跨接在发电机和电网的相号与图 11-5 是完全一样的,所以,图 11-5(b)的相量图完全适合于图 11-6 情况,也就是说,按图 11-6 接线,若相序正确,则会出现灯光旋转现象。调节发电机电压,使 $U_G = U_S$, 调节发电机转速,使灯光旋转缓慢,说明 ω_G 已接近于 ω_S , 等到不交叉的相灯 1 熄灭时,说明电压相等而且同相位,即可把发电机投入电网。

同理,若按灯光旋转法接线,而发现灯光同时亮,同时灭,则说明相序接错,需要改变发电机的相序,才能进行整步投入。

上面介绍的是最简单的同步指示器(syn-chroscope)。现代发电厂里通常装有更精密和便于观察的同步指示器或相应的自动化装置,以减少并联投入时发生误操作。

上述两个方法的优点是合闸时没有冲击电流,缺点是操作较复杂。尤其当电网发生故障

时,电网电压和频率时刻都在变化,采用准整步法就很难投入。为了把发电机迅速投入电网,可

采用自整步法。

3. 自整步法

自整步法的投入步骤为：首先校验发电机的相序，并按照规定转向（和定子旋转磁场的转向一致）把发电机拖动到接近同步速旋转，把励磁绕组通过一限流电阻短路（不加励磁），然后把发电机投入电网，并立即加上励磁，依靠定、转子间形成的电磁力矩，把转子自动地拉入同步。

进行自整步操作时要注意，发电机投入电网时，励磁绕组不应开路，否则励磁绕组中将感生危险高压，励磁绕组也不宜直接短路，否则合闸时定子电流会有很大冲击。通常的做法是把灭磁电阻接入闭合的励磁回路作为限流电阻。

自整步法主要缺点是投网时冲击电流稍大。

§ 11-3 同步发电机的功率和转矩平衡方程式

发电机对称稳态运行时，原动机输入到发电机的机械功率为 P_1 ，扣除发电机的机械损耗 p_m 、铁耗 p_{fe} 和附加损耗 p_{ad} 后，通过电磁感应和定、转子磁场的相互作用，机械能就转换为电能，这部分转换的功率称为电磁功率 P_M 。用方程式表示为

$$P_1 = (p_m + p_{fe} + p_{ad}) + P_M \quad (11-1)$$

电磁功率 P_M 是从转子方面通过气隙合成磁场传递到定子的功率。发电机带负载时，定子电流通过电枢绕组还要损失一部分功率，即电枢铜耗 $p_{cu} = mI^2r_a$ ，余下的才为输出功率 P_2 ，即

$$P_2 = P_M - p_{cu} \quad (11-2)$$

式中 $P_2 = mUI\cos\varphi$ 。

转子（励磁）铜耗没有列入上列功率方程式，这是由于励磁铜耗由另外的直流电源供给。

由图 11-7 可见， $U\cos\varphi + Ir_a = E_s\cos\phi$ ，把该式每边乘以相数 m 和电流 I ，得

$$mUI\cos\varphi + mI^2r_a = mE_sI\cos\phi \quad (11-3)$$

比较式(11-3)和(11-2)可知：

$$P_M = mE_sI\cos\phi \quad (11-4)$$

式中 E_s 为气隙电动势；

ϕ 为 E_s 和 I 之间的夹角。

由功率平衡关系可作出功率流程图，如图 11-8 所示。把功率方程式(11-1)除以同步角速度 Ω_1 ，并略去附加损耗 p_{ad} ，即可得到同步发电机的转矩方程式：

$$T_1 = T_0 + T_M \quad (11-5)$$

式中 T_1 ——原动机驱动转矩， $T_1 = \frac{P_1}{\Omega_1}$ ；

T_0 ——发电机空载转矩， $T_0 = \frac{p_{fe} + p_m}{\Omega_1}$ ；

T_M ——发电机的电磁转矩， $T_M = \frac{P_M}{\Omega_1}$ ；

$\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} = \frac{2\pi f}{p}$ (电弧度/秒)。

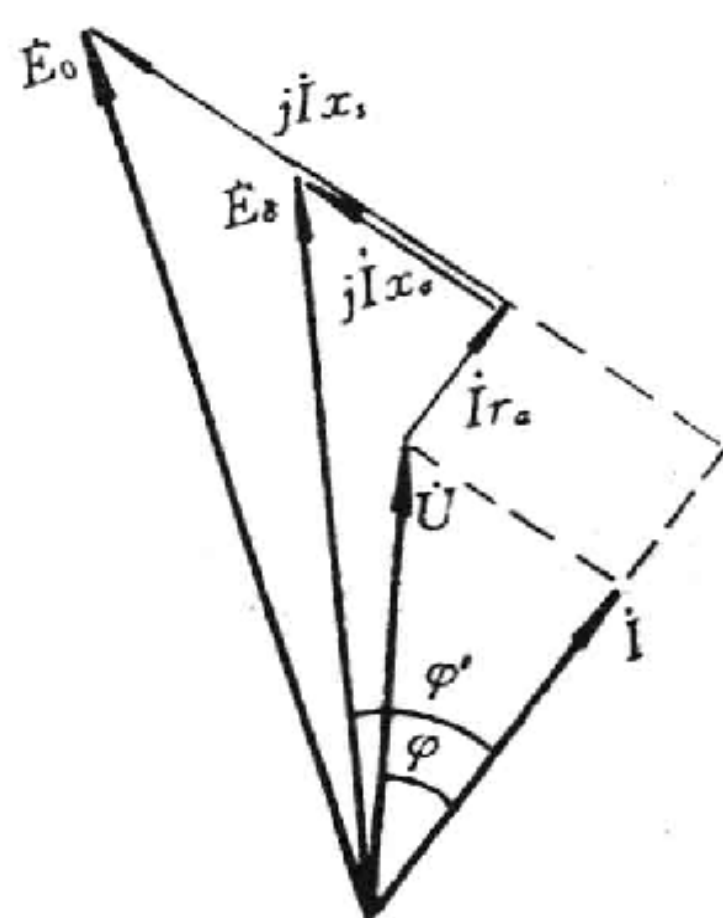


图 11-7 隐极同步发电机电动势相量图

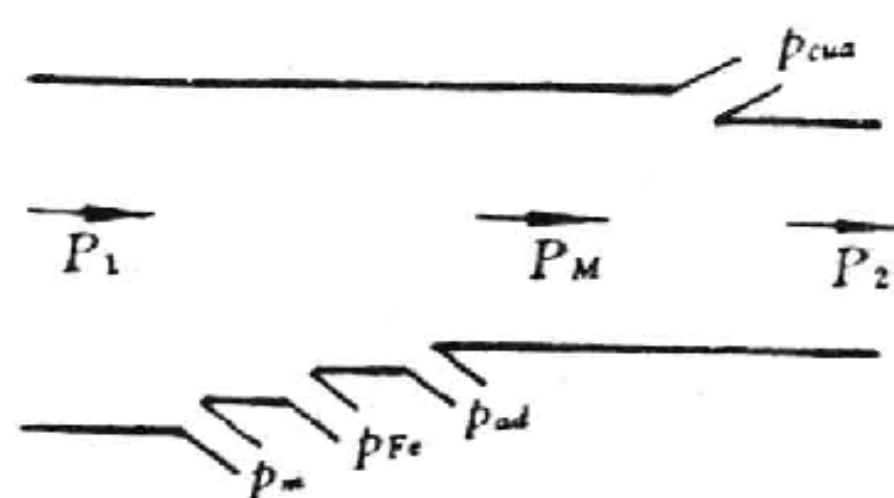


图 11-8 同步发电机功率流程图

§ 11-4 同步电机的功角特性

同步电机的功角特性 (*load-angle characteristic or power-angle characteristic*) 是指同步电机接在电网上对称稳态运行时, 电机的电磁功率与功率角之间的关系。所谓功率角 (*load angle or power angle*) 就是指励磁电动势 $\dot{E}_0$ 和电网电压 $\dot{U}$ 这两个相量之间的夹角, 用 θ 表示。

功角特性是同步电机并网运行的基本特性之一。通过功角特性, 就可以确定稳态运行时发电机所能发出的最大电磁功率。还可以用它来分析静态稳定等问题。

一、隐极式同步发电机的功角特性

由于现代同步发电机的电枢电阻常小于同步电抗, 故电枢电阻常可略去不计。当不计 r_a 时, 发电机的电磁功率就等于输出功率, 即

$$P_M \approx P_2 = mUI \cos \varphi \quad (11-6)$$

从图 11-9 相量图可见, $\varphi = \psi - \theta$, 于是电磁功率可写成如下形式

$$\begin{aligned} P_M &= mUI \cos(\psi - \theta) \\ &= mUI [\cos \psi \cos \theta + \sin \psi \sin \theta] \end{aligned} \quad (11-7)$$

由相量图 (11-9) 可知:

$$\begin{aligned} \cos \psi &= \frac{U \sin \theta}{I x_s} \\ \sin \psi &= \frac{E_0 - U \cos \theta}{I x_s} \end{aligned}$$

代入式 (11-7) 式可得

$$\begin{aligned} P_M &= mUI \frac{U \sin \theta}{I x_s} \cos \theta + mUI \frac{E_0 - U \cos \theta}{I x_s} \sin \theta \\ &= \frac{mUE_0}{x_s} \sin \theta \end{aligned} \quad (11-8)$$

式 (11-8) 说明, 在恒定励磁和恒定电网电压 (即 $E_0 = \text{常值}$, $U = \text{常值}$) 时, 电磁功率取决于

功率角 θ , $P_M = f(\theta)$ 关系称为同步电机的功角特性。如图 11-10 所示。若式(11-8)两边都除以同步机械角速度 Ω_1 , 则得

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{mUE_0}{x_s\Omega_1} \sin\theta \quad (11-9)$$

因此适当改变纵坐标比例尺, 功角特性也可表示为 $T_M = f(\theta)$ 的关系曲线。

由图可见, 当 $\theta = 90^\circ$ 时, 发电机将发出最大的电磁功率

$$P_{M\max} = \frac{mUE_0}{x_s} \quad (11-10)$$

不同的励磁电流产生不同的励磁电动势 E_0 , 因此可以得到不同的功角特性。如图 11-10 所示。

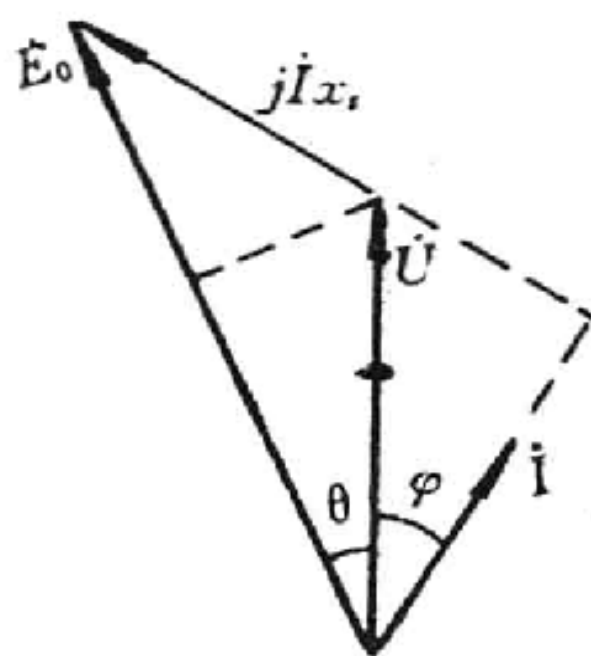
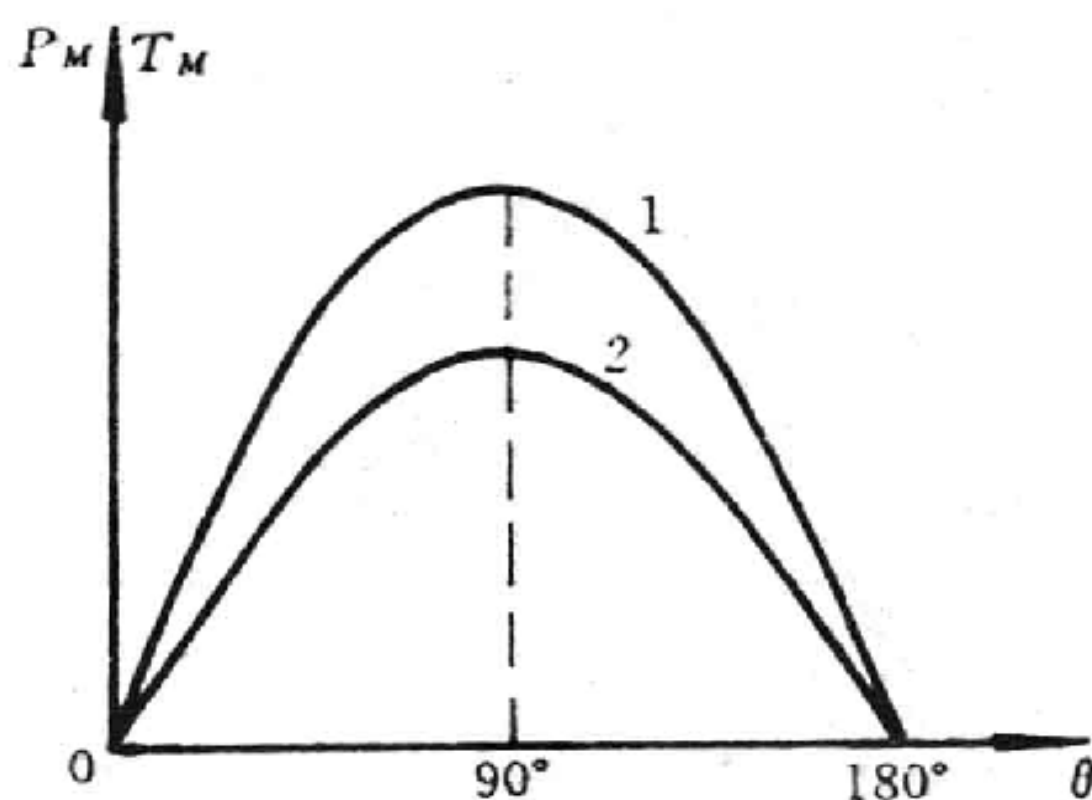


图 11-9 隐极同步发电机相量图



11-10 隐极同步发电机的功角特性

1— $i_f = i_{fN}$ 的功角特性;

2— $i_f = i_{f2} < i_{fN}$ 的功角特性

二、凸极式同步发电机的功角特性

忽略电阻 r_a , 作出相量图如图 11-11 所示。

由图可知:

$$I_q x_q = U \sin\theta$$

$$I_d x_d = E_0 - U \cos\theta$$

或

$$I_q = \frac{U \sin\theta}{x_q}$$

$$I_d = \frac{E_0 - U \cos\theta}{x_d}$$

(11-11)

由式(11-7)可得

$$P_M = mUI_q \cos\theta + mUI_d \sin\theta$$

然后把(11-11)代入上式中, 即得:

$$\begin{aligned} P_M &= mU \frac{U \sin\theta}{x_q} \cos\theta + mU \frac{E_0 - U \cos\theta}{x_d} \sin\theta \\ &= m \frac{UE_0}{x_d} \sin\theta + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \\ &= P'_M + P''_M \end{aligned} \quad (11-12)$$

式中第一项 $P'_M = \frac{mUE_0}{x_d} \sin\theta$ 称为基本电磁功率; 第二项 $P''_M = \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$ 称为附

加电磁功率。

对于隐极电机,由于 $x_d = x_q = x$, 代入(11-12)式即得隐极同步电机功角特性。此时,附加电磁功率为零。

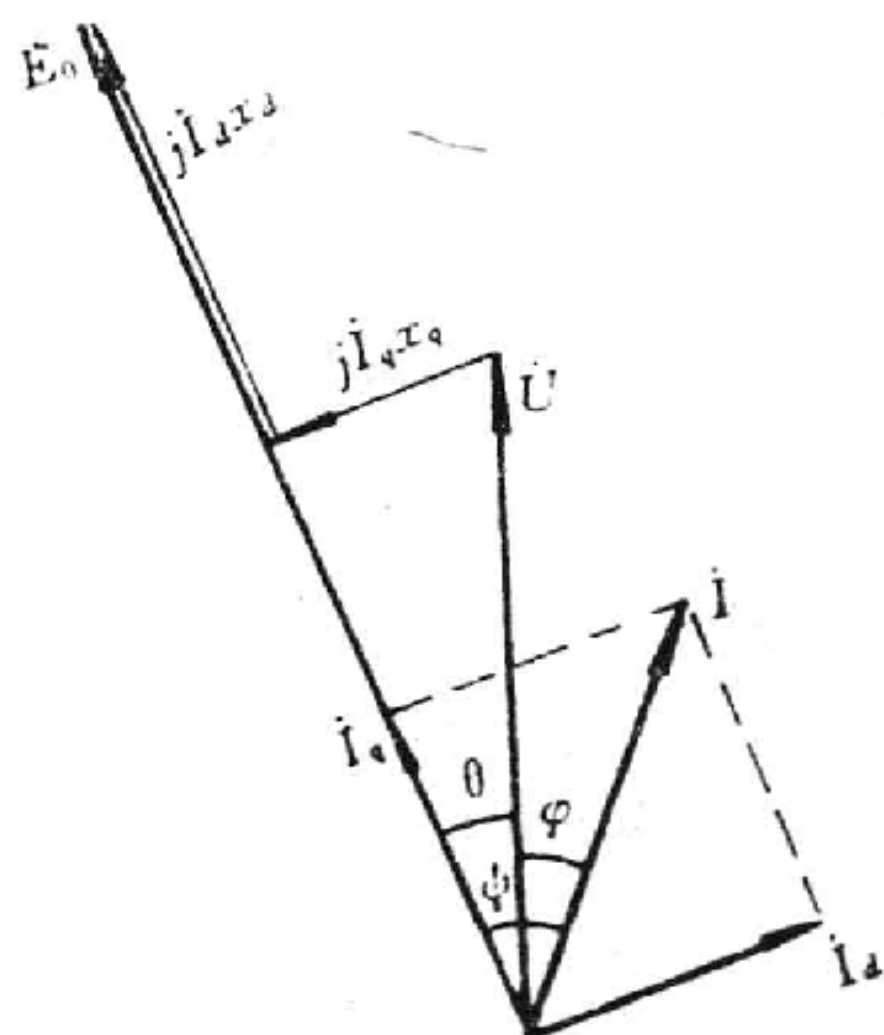


图11-11 凸极同步发电机相量图

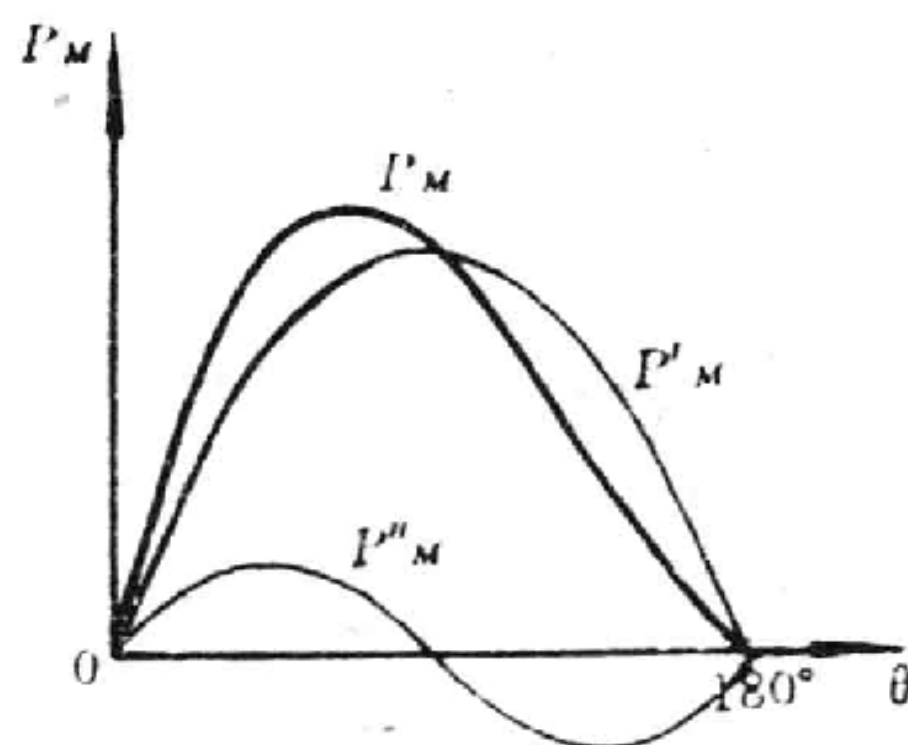


图11-12 凸极同步电机的功角特性

对于凸极电机,由于 $x_d \neq x_q$, 所以附加电磁功率将不为零。附加电磁功率主要由凸极效应即直轴和交轴磁阻不相等所引起的,所以又称为凸极电磁功率或磁阻功率。值得注意的是,附加电磁功率只与电网电压 U 有关,而与 E_0 的大小无关。换言之,即使 $E_0 = 0$ (即转子没有励磁),只要 $U \neq 0$, 就会产生附加电磁功率。计及附加电磁功率时,凸极机的最大电磁功率将比具有同样 E_0 、 U 和 x_d 的隐极机略大,且 $\theta < 90^\circ$ 时,电磁功率就达到最大值,如图11-12所示。

若把(11-12)式两边除以同步机械角速度,则得:

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{P_M}{\Omega_1} = m \frac{UE_0}{x_d \Omega_1} \sin \theta + m \frac{U^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \\ &= T_M + T'_M \end{aligned} \quad (11-13)$$

式中 $T_M = m \frac{UE_0}{x_d \Omega_1} \sin \theta$ 为基本电磁转矩;

$T'_M = m \frac{U^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$ 称为附加电磁转矩或凸极电磁转矩。

如果要求取无功功率 $Q = mUI \sin \varphi$ 的功角特性,也可用类似的方法推导出:

$$Q = m \frac{UE_0}{x_d} \cos \theta - m \frac{U^2}{2} \frac{x_d + x_q}{x_d x_q} + \frac{mU^2}{2} \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \cos 2\theta \quad (11-14)$$

显然对于隐极电机,可以认为 $x_d = x_q = x_s$, 于是上式就变为

$$Q = \frac{mUE_0}{x_s} \cos \theta - \frac{mU^2}{x_s} \quad (11-15)$$

可见当 E_0 、 U 和 x_s 为常数时,无功功率 Q 也是功率角 θ 的函数,隐极电机无功功率功角特性如图11-13所示。

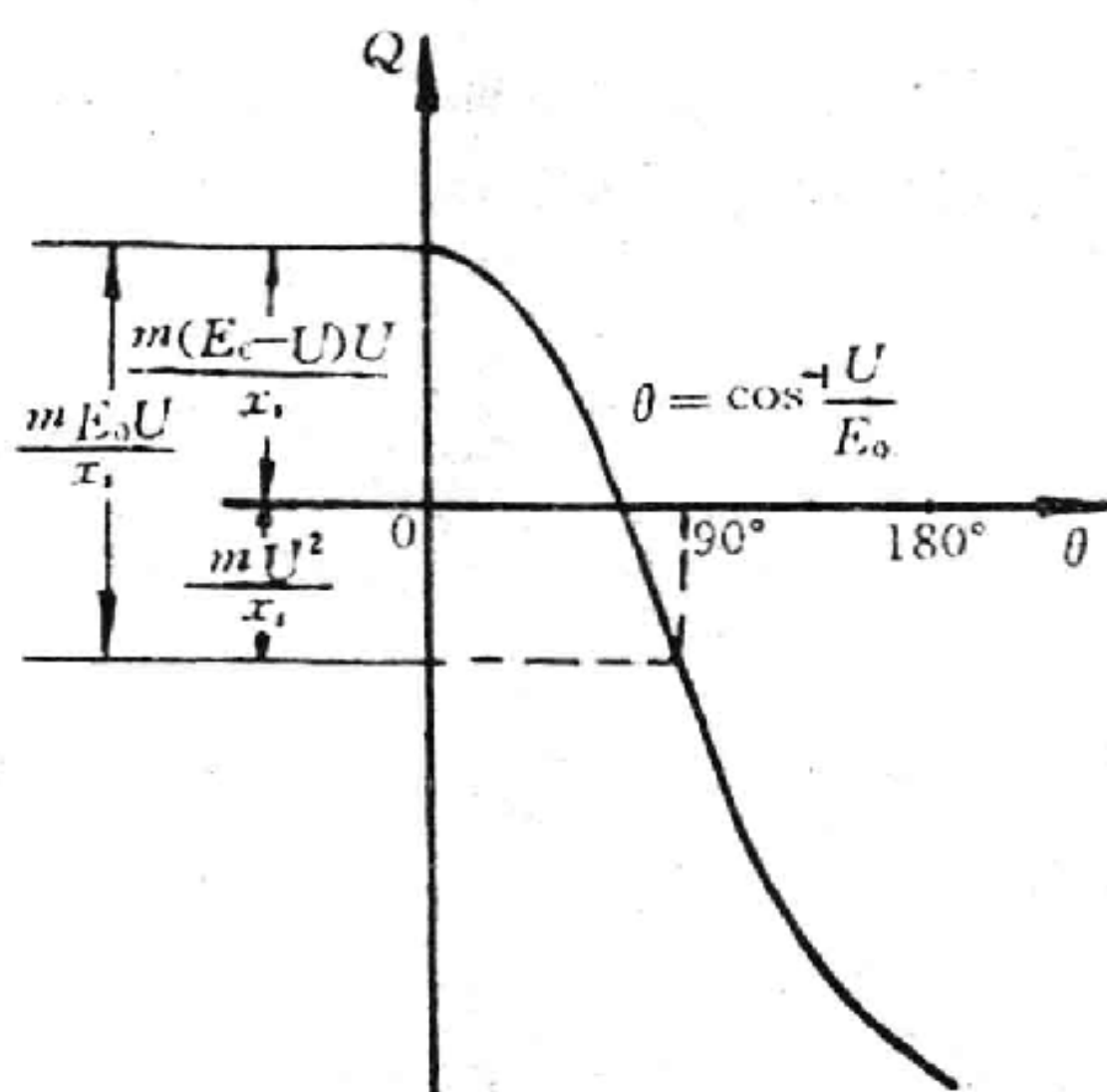


图11-13 隐极电机的无功功率功角特性

三、功率角 θ 的物理意义

(1) 功率角是 $\dot{E}_0$ 和 $\dot{U}$ 之间的时间相位差角。对发电机而言, θ 角是励磁电动势 $\dot{E}_0$ 超前于端电压 $\dot{U}$ 的时间角。

(2) 由于励磁电动势 $\dot{E}_0$ 是主磁场 $\vec{B}_0$ 产生的。电枢端电压 $\dot{U}$ 可认为由一电枢等效合成磁场 $\vec{B}_s$ 感应产生, 所以可以近似地赋予功率角 θ 以空间意义, 即功率角 θ 是主磁场 $\vec{B}_0$ 与电枢等效合成磁场 $\vec{B}_s$ 之间的空间角。若用一等效磁极表示电枢等效合成磁场, 则功率角也可看作是转子磁极轴线与电枢等效合成磁极轴线之间的空间角。如图11-14(a)(b)所示。

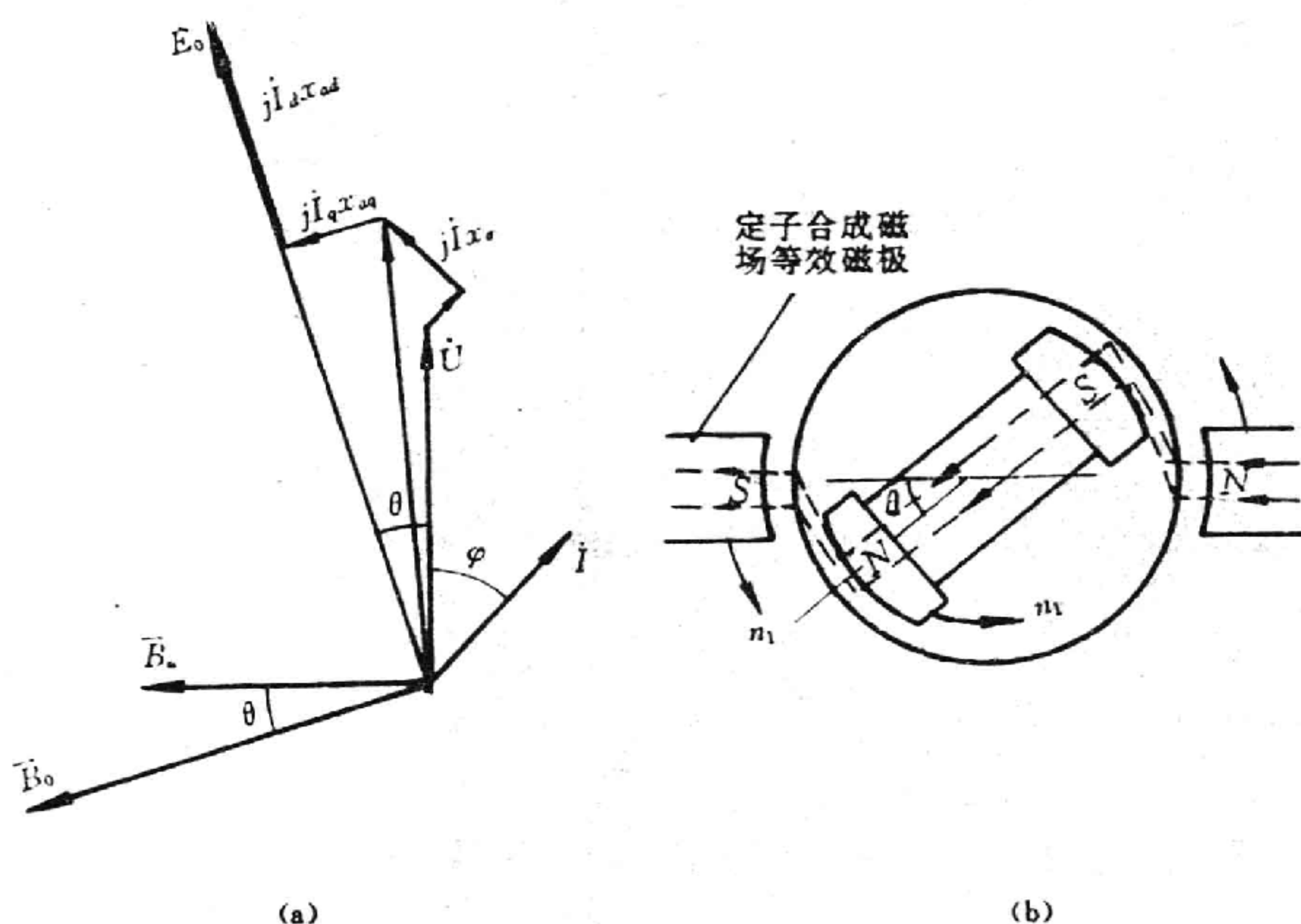


图11-14 功率角的时空意义

由此可知,功率角 θ 实际上反映了定子合成磁场扭斜的角度,它愈大,产生的电磁功率和电磁转矩也愈大。而形成 θ 角的原因是由于有交轴电枢反应磁动势 F_{aq} (或 I_q),所以,交轴电枢反应磁动势是产生电磁转矩、进行机电能量转换的必要条件。

§ 11-5 同步发电机与无限大电网并联运行时有功功率的调节和静态稳定

为简单起见,以下的分析都以隐极电机为例,饱和影响和电枢电阻略去不计。由于把电网看作无限大电网,所以 $U=\text{常值}$,且 $f=\text{常值}$ 。

一、有功功率的调节

当发电机不输出有功功率时,由原动机输入功率恰好补偿各种损耗,没有多余的部分可以转化为电磁功率(忽略定子铜耗时),因此 $\theta=0$, $P_M=0$ (见图11-15a),此时,虽然可以有 $E_0>U$ 且有电流输出,但它是无功电流。当我们增加来自原动机输入功率 P_1 ,也就是增大了输入转矩 T_1 ,使 $T_1>T_0$ (T_0 为空载转矩),这时便出现了剩余转矩(T_1-T_0)作用在机组转轴上,使转子得到加速,发电机的转子主磁场($\vec{B}_0$)和 d 轴便开始超前于定子等效合成磁场($\vec{B}_s$) (此磁场受电网频率不变的限制,转速仍为同步速),相应地电动势相量 $\vec{E}_0$ 也就超前于端电压相量 $\vec{U}$ 一个相角,于是 $\theta>0$,使 $P_M>0$,发电机开始向外输出有功电流,并同时出现与电磁功率 P_M 相对应的制动电磁转矩 T_M ;当 θ 增到某一数值使对应的电磁转矩与剩余转矩(T_1-T_0)正好相等时,转子回到同步速,发电机就在 θ 角下稳定运行,如图11-15b、c所示。此时发电机输出的有功功率为

$$P_2 \approx P_M = \frac{mUE_0}{x_s} \sin\theta$$

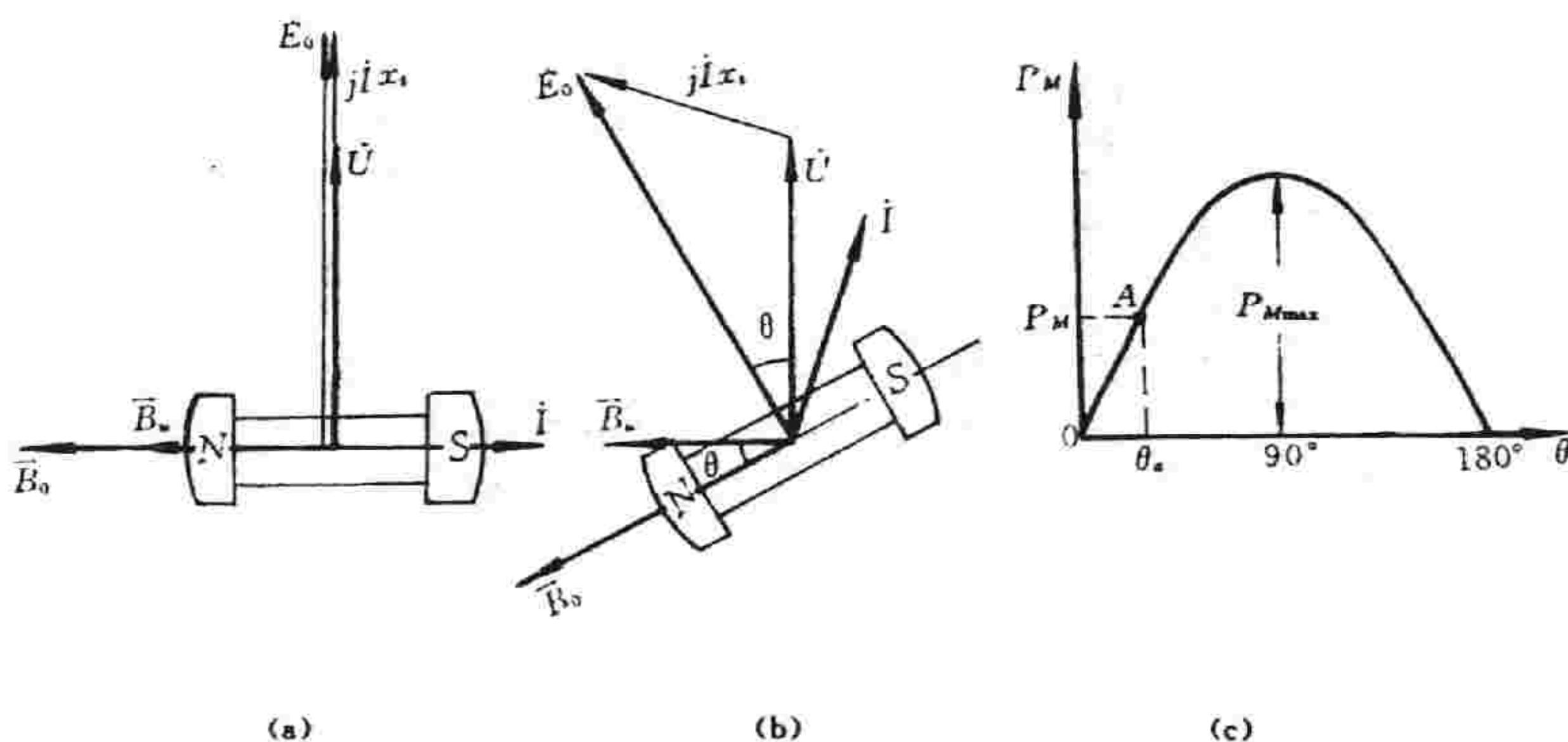


图11-15 与无限大电网并联时,同步发电机有功功率的调节

以上分析表明,对于一台并联在无限大电网上的同步发电机,要想增加发电机的输出功

率,就必须增加来自原动机的输入功率,而随着输出功率的增大,当励磁不作调节时,电机的功率角就必须增大。在调节有功过程中,转子的瞬时速度虽然稍有变化,但最后发电机的转速仍将保持为同步速不变。

但是,并不能无限制地增加来自原动机的输入功率以增大发电机的电磁功率。对于隐极发电机,当功率角 θ 达到 90° 时,电磁功率将达到最大值 P_{Mmax} ,它称为同步发电机的功率极限。如果再增加来自原动机的输入功率,则无法建立新的平衡,电机转速将连续上升而失步。(loss of synchronism)

二、静态稳定(statical stability)

在电网或原动机方面偶然发生一些微小的扰动时,当扰动的原因消失以后,发电机能否回到原先的状态继续运行,这个问题称为同步发电机的静态稳定问题。如果能回到原先的状态,发电机就是“静态稳定”的;反之,就是不稳定的。

以图11-16为例,设发电机原先运行在 A 点,功率角为 θ_0 ,若忽略空载转矩 T_0 ,则 $T_1 = T_M$,并以同步速稳定运行。如果由于某种原因产生的扰动,使转子转速增加,功率角将增加到 $\theta_0 + \Delta\theta$,相应地,电磁转矩也将变成 $T_M + \Delta T_M$ (图中 A' 点)。但是,一旦干扰消失,由于 $T_M + \Delta T_M > T_1$,即电磁制动转矩大于原动机拖动转矩,所以,转子将减速,功率角将减少,便回复到原来的工作点 A 。如果出现的扰动使转速下降,功率角减少到 $\theta_0 - \Delta\theta$,相应地,电磁转矩也将变成 $T_M - \Delta T_M$ (图中 A'' 点)。一旦扰动消失,由于 $T_M - \Delta T_M < T_1$,即电磁制动转矩小于原动机拖动转矩,所以转子将加速,功率角将增加,仍回复到原来的工作点 A 。所以 A 点是稳定的。

反之,若电机原先在 B 点运行,当出现的扰动使功率角增大 $\Delta\theta$ 角时,则由于 B 点的功率角处在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内,功率角增大反而使电磁转矩变小,因此即使扰动消失,发电机的输入转矩仍将大于电磁转矩而使 θ 角继续增大。随着 θ 角增大,输入转矩和电磁转矩之间的差额愈来愈大,机组的转速愈来愈高,转子就失去了同步,机组的过速保护装置就会把原动机关掉。若出现的扰动使功率角减小 $\Delta\theta$ 角,则电磁转矩将增大到 $T_M + \Delta T_M$,当扰动消失后,由于发电机的电磁转矩仍将大于原动机拖动转矩,它使 θ 角继续减小,一直减小到 $\theta = \theta_0$,电机才能稳定运行。由此可知 B 点是不稳定的。

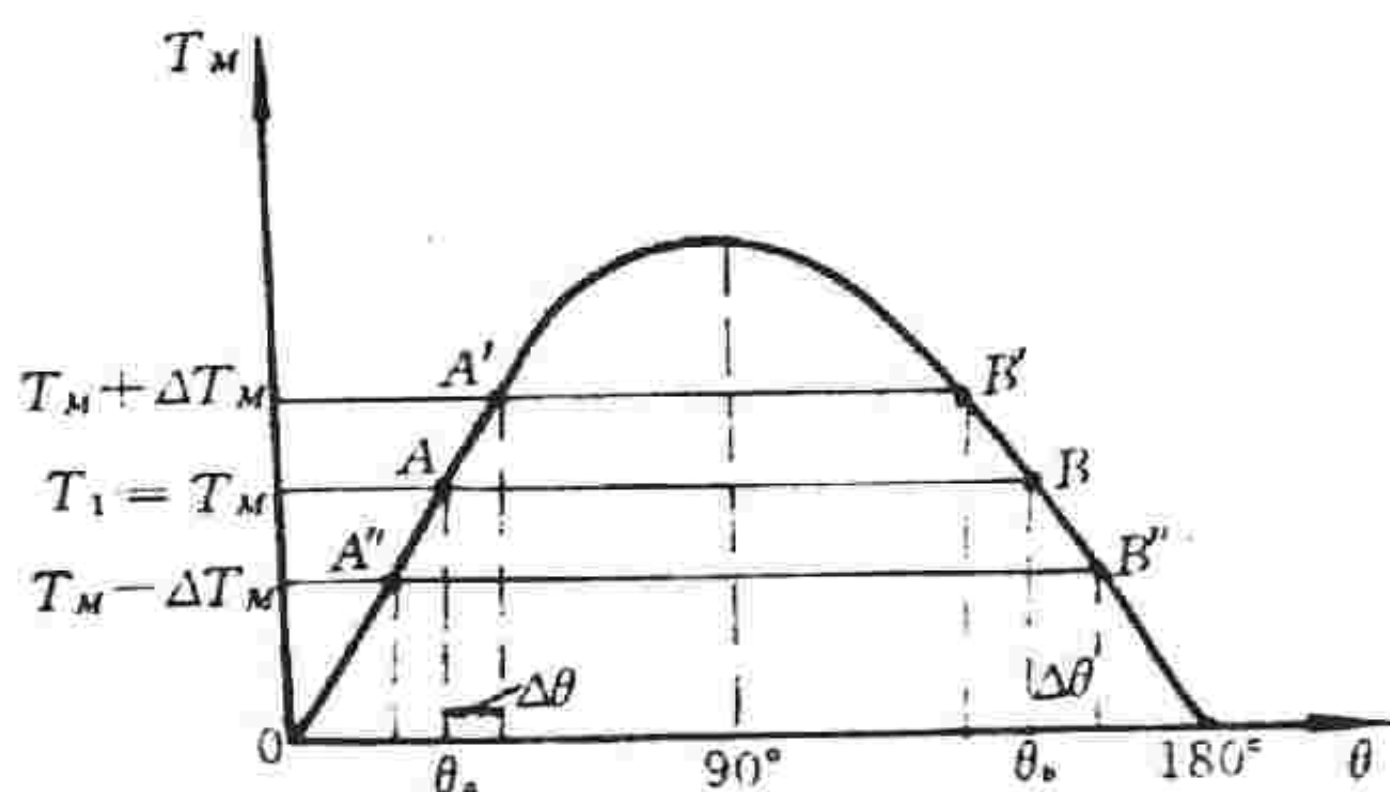


图11-16 与无限大电网并联时同步发电机的静态稳定

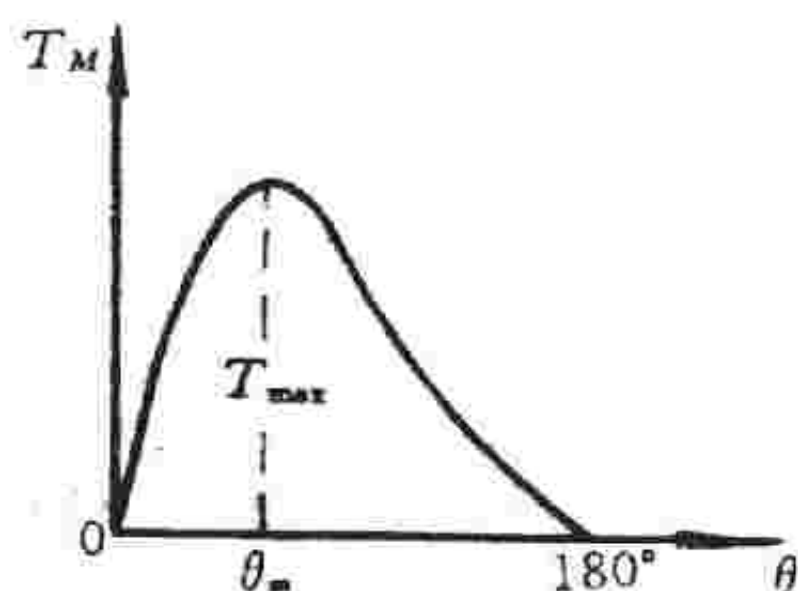


图11-17 凸极同步发电机功角特性

由此可得出结论:对于隐极同步发电机。

运行在 $0 < \theta < 90^\circ$ 范围内,发电机是静态稳定的;

运行在 $90^\circ < \theta < 180^\circ$ 范围内,发电机是静态不稳定的;

当 $\theta = 90^\circ$ 时,是静态稳定和不稳定的转折点,称为静态稳定极限。

对于凸极同步发电机,由它的功角特性(图11-17)可知,发电机运行在 $0 < \theta < \theta_m$ 范围内,发电机是静态稳定的;在 $\theta_m < \theta < 180^\circ$ 范围内,发电机是不稳定的,它的静态稳定极限小于 90° 。

综上所述,发电机是否稳定就取决于:由于外界的扰动使得发电机的功角发生变动时,电磁转矩的增量是大于零还是小于零。若用微分形式表示是否静态稳定,则可用当功率角 θ 增加一个 $d\theta$ 时,如果电磁转矩也增加一个 dT_M ,当功率角减小一个 $d\theta$ 时,电磁转矩也减小一个 dT_M ,则运行是稳定的。即

$$\frac{dT_M}{d\theta} > 0 \text{ 则同步发电机是静态稳定的。}$$

反之, $\frac{dT_M}{d\theta} < 0$ 则同步发电机静态不稳定。

和 $\frac{dT_M}{d\theta} = 0$ 为静态稳定极限。此时发电机保持静态稳定的能力为零。

$\frac{dT_M}{d\theta}$ 愈大,保持静态稳定的能力(或称为保持同步的能力)愈强,也就是说,稳定性愈高。

一般把 $\frac{dT_M}{d\theta}$ 称为同步电机的同步转矩系数(synchronizing torque coefficient)。对于隐极电机:

$$\frac{dT_M}{d\theta} = \frac{m}{\Omega_1} \frac{UE_0}{x_s} \cos\theta \quad (11-16)$$

对于凸极电机为:

$$\frac{dT_M}{d\theta} = \frac{m}{\Omega_1} \left[\frac{UE_0}{x_d} \cos\theta + U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \right] \quad (11-17)$$

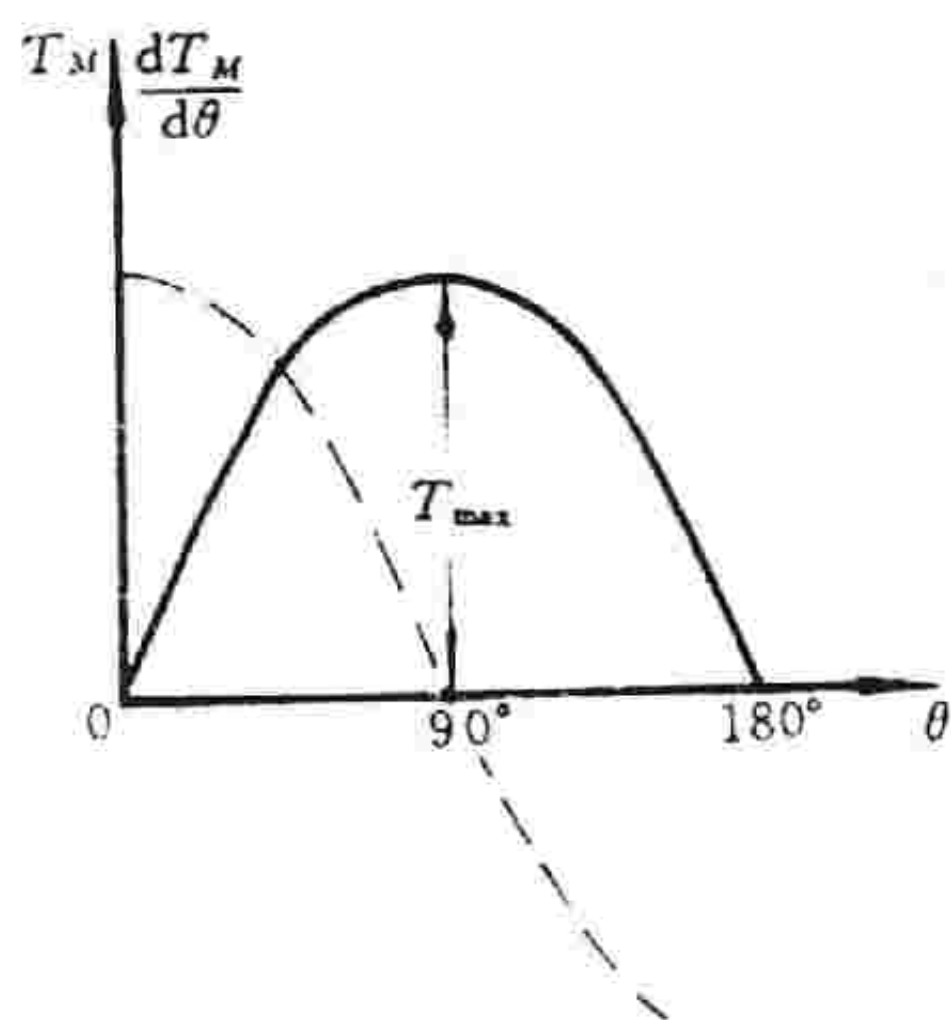


图11-18 整步转矩系数与 θ 角的关系曲线

隐极电机的同步转矩系数曲线 $\frac{dT_M}{d\theta} = f(\theta)$ 表示在图11-18中。从图中可以看出, $\theta < 90^\circ$ 时, $\frac{dT_M}{d\theta} > 0$,在这个范围内,电机运行是稳定的。但是,稳定的能力却不同, θ 角靠近 0° 附近,稳定度高, $\theta = 0^\circ$ 时, $\frac{dT_M}{d\theta}$ 值最大,说明 θ 角稍有变化,会出现一个较大的制动转矩来制止 θ 角的变化。但在 θ 角靠近 90° 附近,稳定能力很低, $\theta = 90^\circ$, $\frac{dT_M}{d\theta} = 0$,稳定能力等于零。当 $\theta > 90^\circ$ 时, $\frac{dT_M}{d\theta} < 0$,电机运行就不稳定了。总之, $\frac{dT_M}{d\theta}$ 的正、负标志了同步机是否稳定运行;而 $\frac{dT_M}{d\theta}$ 的大小,标志了它稳定运行的能力。

在隐极式汽轮发电机里,额定运行点一般设计在 $\theta = 30^\circ \sim 40^\circ$ 范围内,这样能保证一定大小的同步转矩系数。即电机具备一定的稳定能力。

凸极发电机的静态稳定极限处于 $\theta_m < 90^\circ$ 的功率角上(见图11-17),并且,由于凸极转矩的

关系, θ 角在靠近 0° 附近, 同步转矩系数还更大些, 一般设计的凸极发电机, 额定运行点在 $\theta = 20^\circ \sim 30^\circ$ 的范围内。

最大电磁转矩 $T_{\max}$ (或最大电磁功率 $P_{M\max}$) 与额定电磁转矩 T_N (或额定电磁功率 P_{MN}) 之比, 称为过载能力, 用 k_m 表示。对于隐极电机

$$k_m = \frac{T_{\max}}{T_N} = \frac{P_{M\max}}{P_{MN}} = \frac{1}{\sin\theta_N} \quad (11-18)$$

隐极电机的过载能力 $k_m = 1.5 \sim 2$ 左右。

要注意过载能力是表示静态稳定的程度, 而不是发电机可以过载的倍数。实际上, 电机在额定运行时, 不论过载能力多少, 从发热观点看, 电机各部分已达到额定温升了。如果过载运行, 时间一长, 电机有可能烧坏。

要提高静态稳定的程度, 即提高过载能力, 必然要提高最大电磁功率 $P_{M\max} = \frac{mUE_0}{x_d}$, 其中 U 是电网电压, 是不变的; 在一定的励磁电动势 E_0 下, 为了提高 $P_{M\max}$, 必须减小同步电抗 x_d 。由分析短路比一节(式10-31)可知, 减少 x_d , 电机成本增加, 所以不能过份地要求较高的过载能力。

三、动态稳定简介

同步发电机的动态稳定问题是电机遭受大的扰动后, 还能否保持同步运行的问题。例如, 电网电压由于突然降低太多, 功率角不断增加, 就会使电机失去同步。图11-19所示便是这种情况。

当电网电压突然降低, 图11-19中的功角特性曲线1改变到曲线2, 功率角由原来平衡点 θ_a 向新的平衡点 θ_c 变化。但由于惯性作用, 必须到后一块面积 cde 等于前一块面积 abc 时, θ 角才能停止增加。但是, 由于电压降得太低, 使曲线2过低, 以致当 T_1 转矩线与曲线交于 d 点时, 后一块面积仍小于前一块面积, θ 角仍然增加。当 θ 角大于 θ_d 后, 反而使拖动转矩大于电磁制动转矩 T_M , 又会使 θ 角继续增加。于是, 同步发电机就失去了同步。也就是失去了动态稳定。

上面只介绍了动态稳定的初步概念。实际上, 当同步发电机发生动态稳定时, 电网和发电机都是处于过渡过程之中, 这时利用稳态分析得到的功角特性根本就不能使用了, 取代上述曲线的是一条动态功角特性, 其中, 发电机的电动势、电抗都是瞬态值, 这里就不再详细介绍了。

以上谈到的情况是在励磁没有调节的条件下发生的。如果, 当发电机发生短路, 转子开始发生振荡时, 励磁电流立刻自动增加的话, 励磁电动势 E_0 就会增加, 功角特性也会上移, 提高了发电机的动态稳定度。现代的快速励磁调节器对提高发电机的动态稳定度, 起着很重要的作用。

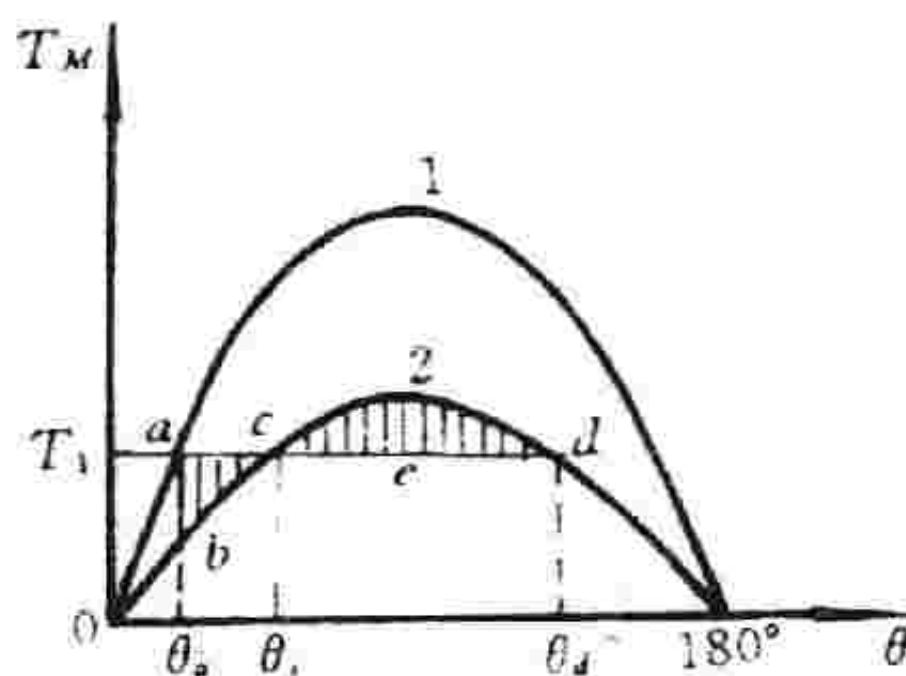


图11-19 动态稳定分析

1——对应于 $T_M = \frac{m}{\Omega_1} \frac{UE_0}{x_1} \sin\theta_1$

2——对应于 $T_M = \frac{m}{\Omega_1} \frac{U'E_0}{x'_1} \sin\theta$

§ 11-6 无功功率的调节和 V 形曲线

接到电网上的负载,除了少数电热设备外,绝大多数都是电感性质的负载。所以,一个电力系统,除了要供给负载有功功率外,还要供给负载大量的感性无功功率。据大致估计,一个现代化的电力系统,异步电动机需要的无功功率占了电网供给的总无功功率的70%,变压器占了20%,其它设备占10%。

电网供给的总无功功率,应该由电网里全部发电机共同负担。但是,每台发电机究竟负担多少,怎样调节一台发电机的无功功率呢?这是本节研究的问题。

研究一台发电机的无功功率调节时,也可认为电网容量足够大,即认为电网电压不会改变,频率也不会改变,为一个无限大电网。如果发电机是在理想条件下并联合闸到电网上去,合闸后,电枢电流为零,如图11-20(a)所示,这时的励磁电流称为空载正常励磁,此时,发电机既不发有功功率,也不发无功功率。保持原动机输出不变,如果把励磁电流调大,称为“过励”(overexcitation),发电机发出落后的无功电流,以产生去磁的电枢反应,如图11-20(b)所示。如果把励磁电流从正常励磁开始减小,称为“欠励”(underexcitation),发电机发出超前的无功电流,以产生加磁的电枢反应,如图11-20(c)所示。

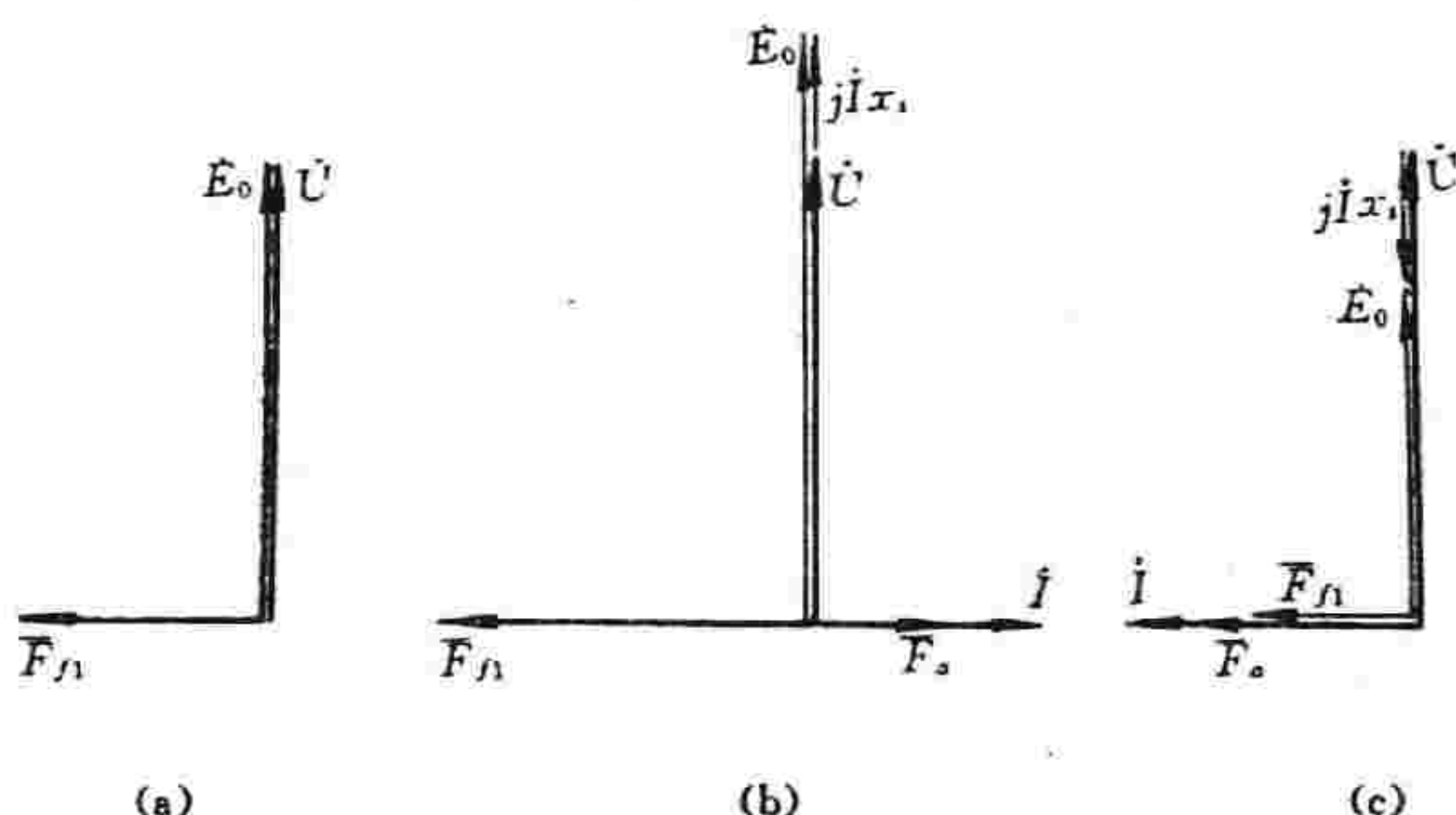


图11-20 空载情况下调节励磁电流时的相量图

如果发电机带上有功负载后,保持输出有功功率不变,这时发电机电枢电流与励磁电流的关系也可以用电势相量图来进行分析。考虑到电压 U 是恒定的,并忽略电阻不计,则有

$$P_M = \frac{mUE_0}{x_s} \sin\theta = \text{常数} \quad \text{即 } E_0 \sin\theta = \text{常数} \quad (11-19)$$

$$P_2 = mUI \cos\varphi = \text{常数} \quad \text{即 } I \cos\varphi = \text{常数} \quad (11-20)$$

由于此时 $P_M = P_2$, 故得

$$\frac{E_0 \sin\theta}{x_s} = I \cos\varphi \quad (11-21)$$

当调节励磁电流,使 E_0 发生变化时,发电机的定子电流和功率因数也随之发生变化。从图11-21(a)的相量图可见,由于有功电流 $I \cos\varphi = \text{常数}$, 定子电流 I 相量末端的变化轨迹是一条与电压相量 $\dot{U}$ 垂直的水平线 AB , 又从式(11-19) $E_0 \sin\theta = \text{常数}$ 可知, 相量 $\dot{E}_0$ 末端变化的轨迹

为一条与电压相量 $\dot{U}$ 相平行的直线 CD 。

根据上述条件,在图11-21(b)中画出了四种不同情况下的相量图。

第一种情况,定子电流 I_1 最小,此时 $\cos\varphi=1$,这种情况称为负载时的正常励磁。发电机只发出有功功率。

第二种情况,在正常励磁基础上增加励磁电流,此时 $E_{02}>E_{01}$,称为过励。定子电流 $\dot{I}_2$ 落后于端电压 $\dot{U}$,发电机除了向电网发出有功功率外,还向电网发出感性无功功率(或称落后无功功率)。

第三种情况,在正常励磁基础上减少励磁电流,此时 $E_{03}<E_{01}$,称为欠励。定子电流 $\dot{I}_3$ 超前于端电压 $\dot{U}$,发电机除了向电网发出有功功率外,还向电网发出容性无功功率(或称超前无功功率),也可说发电机从电网吸取感性无功功率。

如果进一步减少励磁电流,电动势 $\dot{E}_0$ 更加减小,并且功率角 θ 和超前的功率因数角 φ 也将继续增大使定子电流值更大。但这种变化是有限度的。当空载电动势为 $\dot{E}_{04}$ 时, $\theta=90^\circ$,发电机已达到稳定运行的极限状态,进一步减少励磁电流已不能稳定运行,这就是图11-21(b)中的第四种情况。

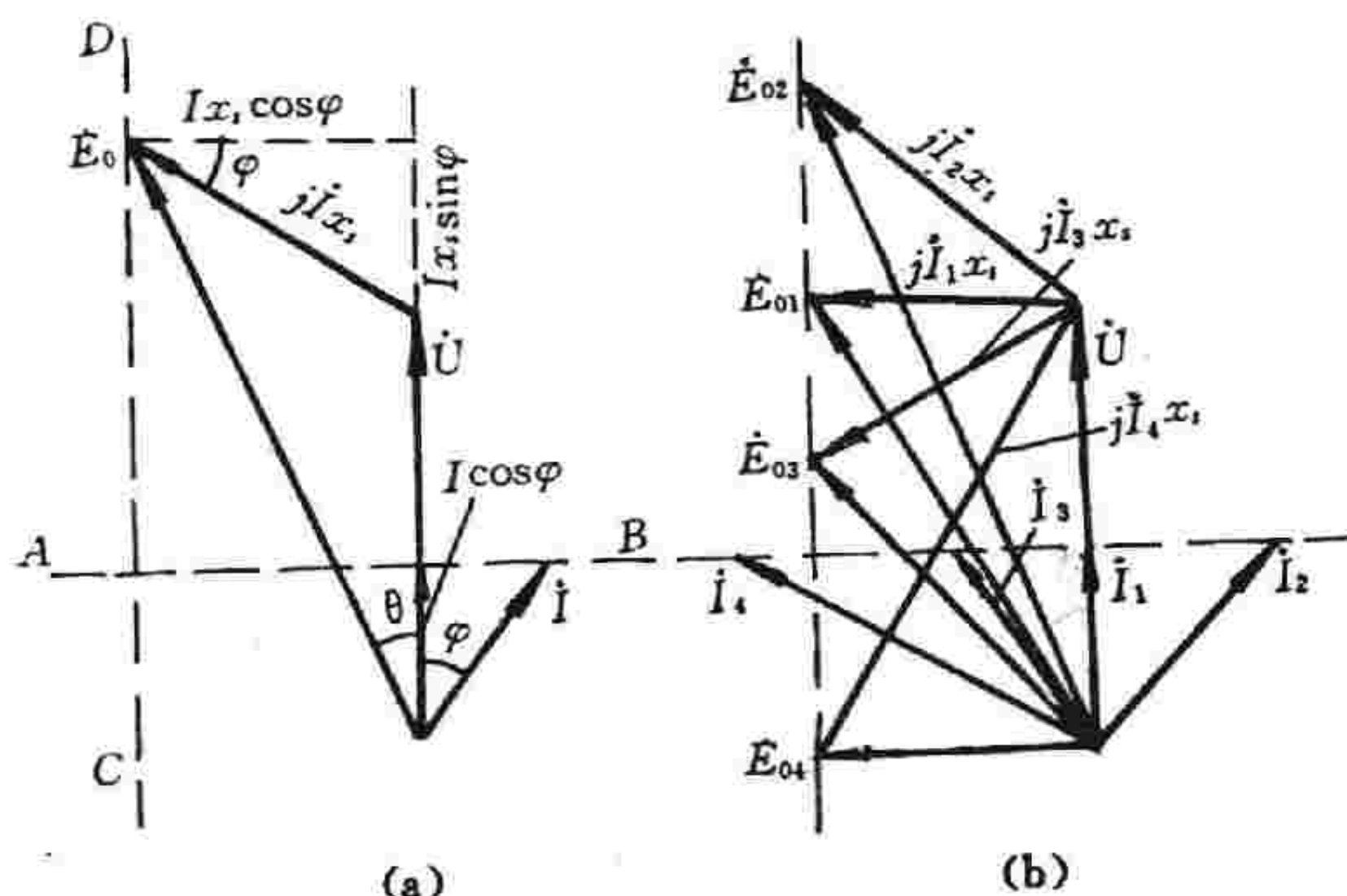


图11-21 当 $U=\text{常数}$ 和 $P_2=\text{常数}$ 时调节励磁电流时的相量图

调节励磁即可调节无功功率这一现象,也可用电枢电流的相位与电枢反应性质(加磁或去磁)之间的联系来解释。

由于发电机接于恒压的交流电网上,所以无论励磁如何变化,电枢绕组交链的总磁通值(包括励磁磁通、电枢反应磁通和电枢漏磁通)应保持不变。过励时,励磁磁通增大,为保持电枢的总磁通不变,电枢反应的去磁分量就要增大;换言之, I 和 E_0 的夹角 ψ 必须增大,因此电流变成滞后,发电机发出感性无功功率。反之,欠励时电枢反应的去磁分量一定要减小,在许多情况下还将变为加磁,此时 ψ 角就将变小或变成负值,因此电流 $\dot{I}$ 将超前于 $\dot{U}$ 或 $\dot{E}_0$,发电机发出容性无功功率。

根据上面分析,可看出在原动机功率不变时,改变励磁电流将引起电机无功电流的改变,随之定子总电流 I 也将改变。当励磁电流等于“正常励磁时”,电流 I 数值最小。这时无论增大或减小励磁电流 i_f ,都将使定子电流 I 增大。我们可以用实验方法,在保持电网电压 U 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 ,而得到二者之间

的关系曲线 $I=f(i_f)$ 。由于这条曲线形状和英文字母“V”很相象,所以称为同步发电机的 V 形曲线(V-curve)。对于每一个有功功率值都可作出一条 V 形曲线,功率值愈大,曲线愈上移,见图11-22。每条曲线的最低点,对应于 $\cos\varphi=1$,这点的电枢电流最小,全为有功电流,这点的励磁就是“正常励磁”。将各曲线最低点连接起来得到一条 $\cos\varphi=1$ 的曲线,如图11-22中虚线所示。在这条作为基准的曲线的右方,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的无功功率(即感性无功功率);而在其左方,发电机处于欠励运行状态,功率因数是超前的,发电机从电网吸取滞后的无功功率,或向电网发出超前无功功率(即容性无功功率)。

由图11-22还可以看到,V 形曲线左侧有一个不稳定区(对应于 $\theta=90^\circ$)。由于愈欠励愈靠近不稳定区,因此发电机一般不宜在欠励状态下运行。

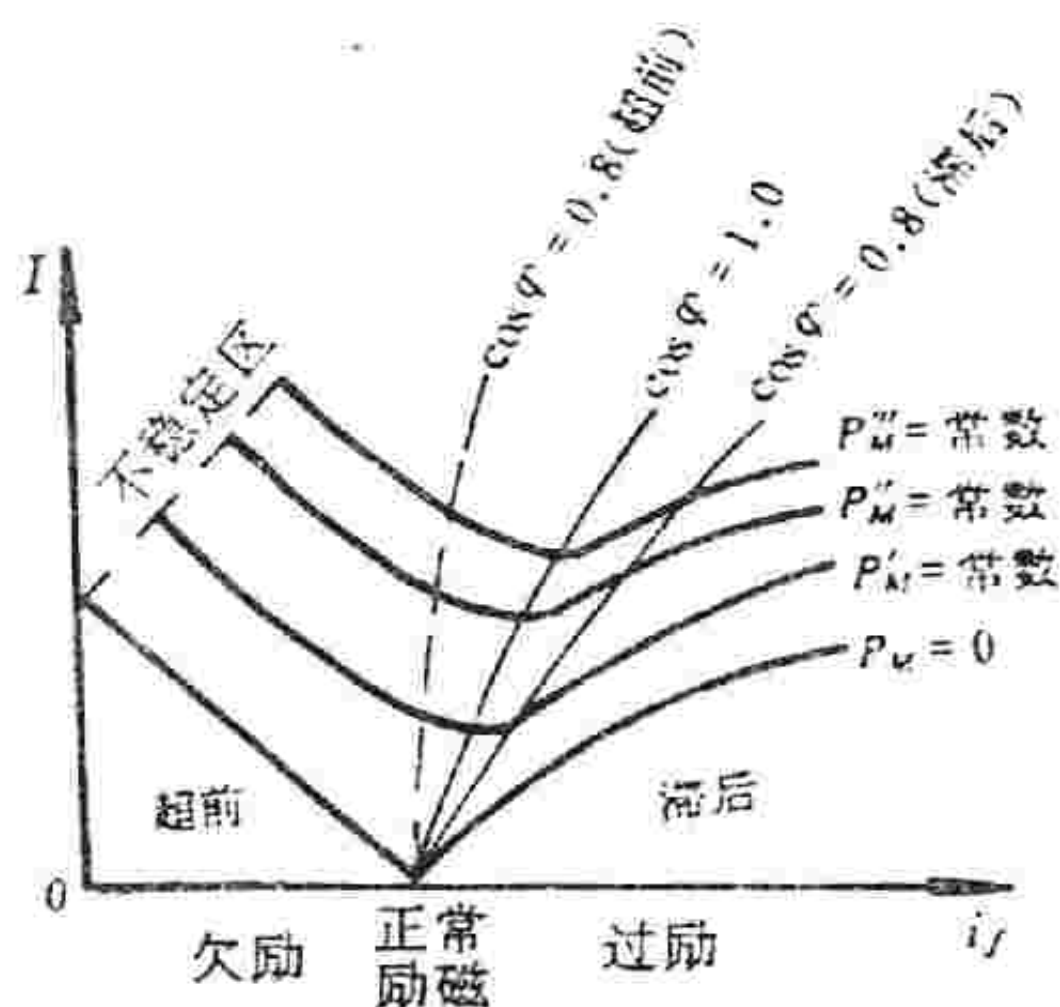


图11-22 同步发电机的 V 形曲线

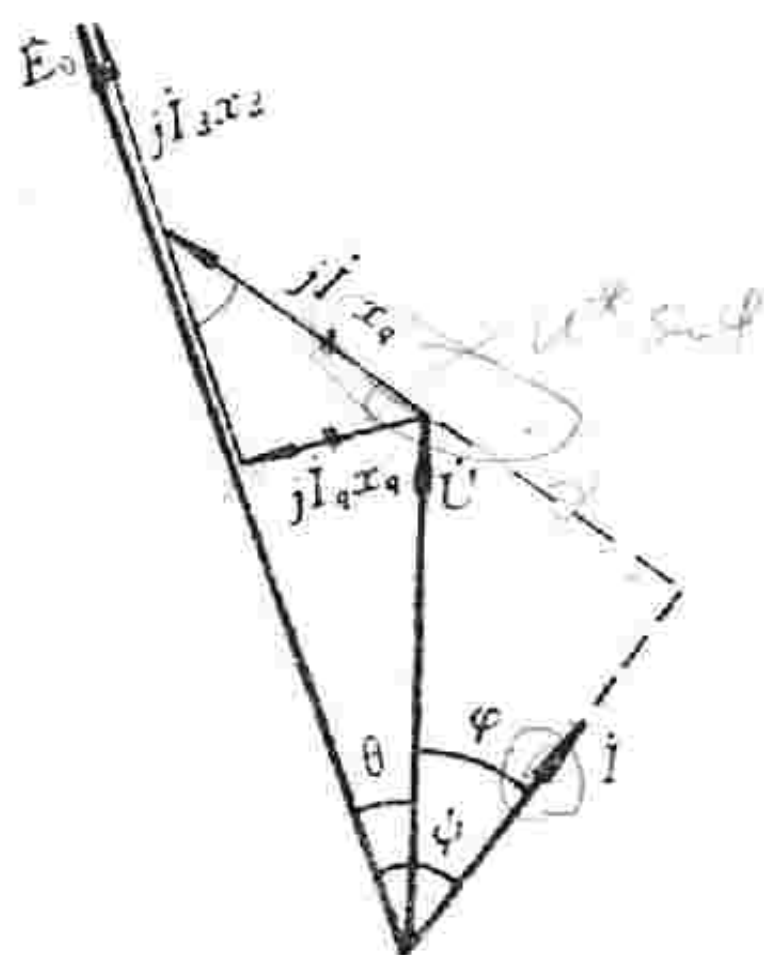


图11-23 例题11-1的相量图

例11-1 一台 $x_d^* = 0.8, x_q^* = 0.5$ 的凸极同步发电机,接在 $U^* = 1$ 的电网上,运行于 $I^* = 1, \cos\varphi = 0.8$ (滞后)下,略去定子电阻,试求:

- (1) E_0 与 ψ ;
- (2) P_M 与 P_{Mmax} ;
- (3) 过载能力 k_m 。

解:(1)求 E_0 与 ψ 角

作出凸极同步发电机的电动势相量图,如图11-23所示。由图可知

$$\tan\psi = \frac{I^* x_q^* + U^* \sin\varphi}{U^* \cos\varphi} = \frac{1 \times 0.5 + 1 \times 0.6}{1 \times 0.8} = 1.375$$

$$\psi = 54^\circ$$

$$(\cos\varphi = 0.8 \quad \varphi \approx 37^\circ \quad \sin\varphi = 0.6)$$

$$\theta = \psi - \varphi = 54^\circ - 37^\circ = 17^\circ$$

故得

$$\begin{aligned} E_0^* &= U^* \cos\theta + I_d^* x_d^* \\ &= U^* \cos\theta + (I^* \sin\psi) x_d^* \\ &= 1 \times \cos 17^\circ + 1 \times \sin 54^\circ \times 0.8 \\ &= 1.602 \end{aligned}$$

(2)求 P_M 和 $P_{M\max}$

取功率的基值为 $S_N = mU_N I_N$, 则电磁功率为

$$\begin{aligned} P_M^* &= \frac{E_0^* U^*}{x_d^*} \sin\theta + \frac{U^{*2}}{2} \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) \sin 2\theta \\ &= \frac{1.602 \times 1}{0.8} \sin 17^\circ + \frac{1^2}{2} \left(\frac{1}{0.5} - \frac{1}{0.8} \right) \sin(2 \times 17^\circ) \\ &= 0.8 \end{aligned}$$

为求 $P_{M\max}$, 令 $\frac{dP_M}{d\theta} = 0$, 求出 $P_M = P_{M\max}$ 时的 θ 角, 即

$$\frac{dP_M}{d\theta} = \frac{E_0^* U^*}{x_d^*} \cos\theta + U^{*2} \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) \cos 2\theta = 0$$

设 $A = \frac{E_0^* U^*}{x_d^*}$, $B = U^{*2} \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right)$, 则得

$$A \cos\theta + B \cos 2\theta = 0$$

由于 $\cos 2\theta = 2\cos^2\theta - 1$ 故得

$$\cos^2\theta + \frac{A}{2B} \cos\theta - \frac{1}{2} = 0$$

$$\cos\theta = \frac{-\frac{A}{2B} \pm \sqrt{\left(\frac{A}{2B}\right)^2 + 2}}{2}$$

将各值代入求得

$$\cos\theta = 0.305$$

$$\theta = \cos^{-1} 0.305 = 72.7^\circ$$

代入 P_M^* 式中得

$$\begin{aligned} P_{M\max}^* &= \frac{1.602 \times 1}{0.8} \sin 72.2^\circ + \frac{1^2}{2} \left(\frac{1}{0.5} - \frac{1}{0.8} \right) \sin(2 \times 72.2^\circ) \\ &= 2.129 \end{aligned}$$

(3)求过载能力

$$k_M = \frac{P_{M\max}^*}{P_M^*} = \frac{2.129}{0.8} = 2.66 (\text{倍})$$

例11-2 一汽轮发电机在额定运行情况下的功率因数为0.8(滞后), 同步电抗的标么值为 $x_d^* = 1.0$. 该机联接于电压保持在额定值的无限大电网上, 试求:

(1)当该机供给90%额定电流且有额定功率因数时, 输出的有功功率和无功功率的标么值, 这时的励磁电动势标么值 E_0^* 及功率角 θ 为多少?

(2)如调节原动机方面的功率输入, 使该机输出的有功功率达到额定运行情况下的110%, 励磁保持不变, 这时的 θ 角为多少? 该机输出的无功功率将如何变化? 如欲使输出的无功功率保持不变, 励磁电动势标么值 E_0^* 及 θ 角的数值是多少?

(3)如保持原动机方面的输入不变, 并调节该机的励磁, 使它输出的感性无功功率为额定运行情况下的110%, 求此时的励磁电动势标么值 E_0^* 及 θ 角的数值。

解: (1)令 $\dot{U}^* = \dot{U}_N^* = 1 + j0$

已知: $I^* = 0.9$, $\cos\varphi = 0.8$, $\sin\varphi = 0.6$, 故负载电流有功分量标么值(即电机输出的有

功率标么值)为

$$P^* = I_a^* = 0.9 \times 0.8 = 0.72$$

负载电流无功分量标么值(即电机输出的无功功率标么值)为

$$Q^* = I_r^* = 0.9 \times 0.6 = 0.54$$

负载电流标么值为

$$\dot{I}^* = 0.72 - j0.54$$

励磁电动势标么值为:

$$\begin{aligned}\dot{E}_0^* &= \dot{U}^* + j\dot{I}^* x_i^* = 1 + j(0.72 - j0.54) \times 1 \\ &= 1.54 + j0.72 = 1.70 \angle 25.1^\circ\end{aligned}$$

故得 $E_0^* = 1.70$, 功率角 $\theta = 25.1^\circ$

(2) 已知 $P^* = 0.8 \times 1.1 = 0.88$, $E_0^* = 1.70$. 由功角特性公式得

$$\begin{aligned}P_M^* &= \frac{E_0^* U^*}{x_i^*} \sin \theta \\ \sin \theta &= \frac{P_M^* x_i^*}{E_0^* U^*} = \frac{0.88 \times 1}{1.70 \times 1} = 0.518\end{aligned}$$

故 $\theta = 31.2^\circ$

这时励磁电动势的复数式(标么值)为

$$\begin{aligned}\dot{E}_0^* &= 1.70(\cos \theta + j \sin \theta) = 1.70(0.856 + j0.518) \\ &= 1.454 + j0.880 \\ j\dot{I}^* x_i^* &= \dot{E}_0^* - \dot{U}^* = 0.454 + j0.880 \\ \dot{I}^* &= \frac{\dot{E}_0^* - \dot{U}^*}{j x_i^*} = 0.88 - j0.454\end{aligned}$$

可见电枢的感性无功电流由原来的0.54减到0.454,即为原来的84.1%,故发电机输出的感性无功功率也按同样比例减小。

如想保持输出的无功功率不变,则有 $I_a^* = 0.88$, $I_r^* = 0.54$

故

$$\dot{I}^* = 0.88 - j0.54$$

$$\begin{aligned}\dot{E}_0^* &= \dot{U}^* + j\dot{I}^* x_i^* = 1 + j(0.88 - j0.54) \times 1 \\ &= 1.54 + j0.88 = 1.77 \angle 29.8^\circ\end{aligned}$$

即应把励磁电动势标么值 E_0^* 增加到1.77,此时的 θ 角为 29.8° 。

(3) 已知 $P^* = I_a^* = 0.72$, $Q^* = I_r^* = 0.6 \times 1.1 = 0.66$

$$\begin{aligned}\dot{E}_0^* &= \dot{U}^* + j\dot{I}^* x_i^* = 1 + j(0.72 - j0.66) \times 1 \\ &= 1.66 + j0.72 = 1.81 \angle 23.5^\circ\end{aligned}$$

即此时励磁电动势标么值增加到1.81, θ 角则减小,变为 23.5° 。

小 结

本章主要讨论了两个问题。

第一个问题是讨论了并联投入的条件和方法。首先分析了不满足条件的后果,然后介绍了

准同步和自整步的过程。

第二个问题是讨论了并联后有功和无功如何调节,主要针对在无限大电网上。这样就把调节只限于所考虑的一台发电机上,并且由于 $U = \text{常数}$, $f = \text{常数}$, 所调的对象只能是有功功率(通过调节原动机阀门)和无功功率(通过改变励磁电流)。调节时的内部过程是通过相量图或功角特性来说明的。调节同步发电机的有功功率,必须改变原动机的输入功率,改变发电机的功角,从而按功角特性关系改变发电机的输出功率。如果只改变发电机励磁电流,只能调节发电机的无功功率,过励时发感性无功,电枢反应为去磁作用;欠励时发容性无功,电枢反应可能为加磁作用。而正常励磁时,发电机只输出有功功率,其 $\cos\varphi = 1$ 。

有功功率的调节也会影响到无功功率的变化,当增大发电机的有功功率时,由于励磁电流不变和电网电压不变,必将引起无功功率相应的下降。调节励磁电流以改变无功功率时,虽然不影响电机有功功率的数值,但是如果励磁电流调得过低,则有可能使电机失去稳定而被迫停止运行。

第十章至第十一章 自测题

一、问答题

1. 同步发电机电枢反应的性质主要决定于什么?在下列情况下电枢反应各起什么作用?

(1) 三相对称电阻负载;

(2) 纯电容性负载 $x_L^* = 0.8$, 发电机同步电抗 $x_s^* = 1.0$;

(3) 纯电感性负载 $x_L^* = 0.7$ 。

2. 在凸极同步电机中,如果 ψ 角既不等于 90° ,又不等于 0° ,用双反应理论分析电枢反应磁密 B_a 和电枢反应磁动势 F_a 两个矢量在时空相矢图中是否还同相?由 B_a 所产生的电枢反应电动势 E_a 是否还与它相差 90° ?为什么?

3. 在凸极电机相量图中为什么没有 $jI_a x_{aq}$ 和 $jI_a x_{ad}$ 这两个电动势分量?

4. 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?

5. 什么叫短路比?它和同步电抗有何关系?它的大小与电机性能及制造成本有何关系?为什么汽轮发电机的短路比可以比水轮发电机的短路比小一些?

6. 并联于无限大电网的隐极同步发电机,当调节有功输出而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?为什么?

7. 一台同步发电机单独供给一个对称负载(R 及 L 一定)且发电机转速保持不变时,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限大电网时,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?

8. 比较下列情况下同步发电机的稳定性:

(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;

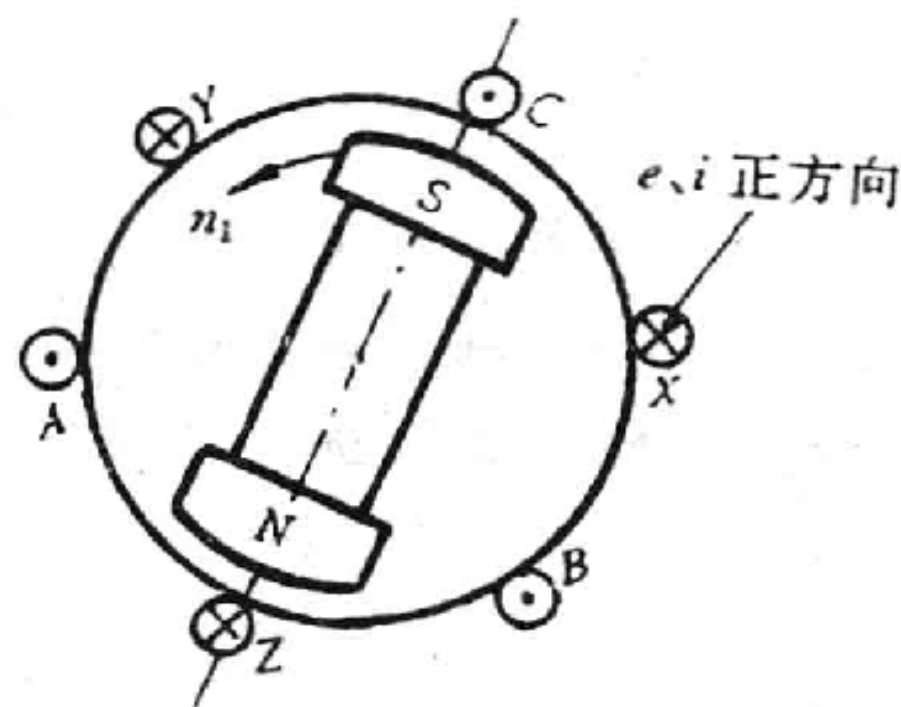
(4) 在直接接至电网或通过长输电线路接到电网时。

二、三相同步发电机的磁极在 $t=0$ 时的位置如图二附图所示, 假定相电流 i_A 滞后于相电动势 E_{OA} 60° , 试求:

1. 在图中以纵坐标为时轴 $+t$, A 相绕组轴线为相轴 $+A$, 画出 $t=0$ 时的 $\dot{E}_{OA}$ 、 $\dot{E}_{OB}$ 、 $\dot{E}_{OC}$ 、 $\dot{I}_A$ 、 $\dot{I}_B$ 、 $\dot{I}_C$ 相量以及 $\vec{F}_A$ 与 $\vec{F}_s$ 矢量。

2. 按隐极机画出 A 相时空相矢图, 图中包括 $\dot{E}_0$ 、 $\dot{E}_s$ 、 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ 、 $\vec{F}_A$ 、 $\vec{F}_s$ 、 $\vec{F}_d$ 及阻抗压降 (其中 $\dot{E}_0$ 即 $\dot{E}_{OA}$, $\dot{I}$ 即 $\dot{I}_A$)

三、一台三相凸极同步发电机的额定数据如下: Y 接法, $P_N=400\text{kW}$, $U_N=6300\text{V}$, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), $f=50\text{Hz}$, $n_N=750\text{r/min}$, $x_d=103.1\Omega$, $x_q=62\Omega$ 。忽略电枢电阻, 试求额定运行时的功率角 θ 以及励磁电动势 E_0 的大小。



题二附图

四、有一台 900kVA 的隐极同步发电机, $U_N=2300\text{V}$, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), 三相, Y 接法, 50Hz , 各特性曲线数据如下:

$I_f(\text{A})$	20	40	48.5	60	80	100
空载线电压(V)	1140	1990	2300	2520	2740	2850
短路电流(A)	119	237	276	356	474	

当 $I=I_N$ 时零功率因数负载特性通过以下两点: $U=0\text{V}$ 时, $I_f=38\text{A}$; $U=2300\text{V}$ 时, $I_f=95\text{A}$ 。试求:

- (1) 同步电抗的不饱和值;
- (2) x_p 及短路比;
- (3) 额定负载时的励磁电流及电压调整率。

五、一台三相隐极同步发电机, 与无限大电网并联运行, 已知电网电压为 400V , 每相同步电抗 $x_s=1.2\Omega$, Y 接法, 当电机输出功率为 80kW 时, $\cos\varphi=1$, 若保持励磁电流不变, 减少输出功率到 20kW , 不计电阻, 试求:

- (1) 功率角 θ ;
- (2) 功率因数 $\cos\varphi$;
- (3) 电枢电流 I ;
- (4) 输出无功功率 Q (超前还是滞后)。

第十二章 同步电动机和同步调相机

本章重点内容: 1. 由同步发电机的可逆原理说明发电机过渡到电动机的物理过程及内部各物理量之间的关系变化, 从而掌握电动机的功率、转矩、电动势的性质。
2. 了解同步电动机的起动方法。
3. 了解反应式同步电动机和同步调相机的基本原理。

§ 12-1 同步电动机的基本方程式和相量图

一、从发电机状态过渡到电动机状态

任何旋转电机既可以作为发电机运行, 也可以作为电动机运行, 视它运行的条件而定, 这就是电机的可逆性原理。同步电机也是一样。下面研究已投入电网的隐极同步发电机过渡到电动机运行状态的物理过程及其内部各物理量之间关系的变化。

设电机已向电网送出一定的有功功率, 从图12-1(a)的相量图可见, 此时 $\dot{E}_0$ 超前于 $\dot{U}$, 功率角 θ 为正值, 相应的电磁功率 $P_M = \frac{mU\dot{E}_0}{x_d} \sin\theta$ 也是正值。即转子磁极轴线超前于定子等效磁极轴线 θ 角, 如图12-1(a)右图所示。因而作用于转子上的电磁转矩为制动转矩。在运行中, 原动机的拖动转矩主要用来克服制动的电磁转矩, 将机械能转变为电能。

如果逐步减少发电机的输入功率, 转子将减速, θ 角减少, 相应地电磁功率也减少。当功率角 θ 减到零时, 发电机的输入功率只能抵偿空载损耗 (即 $P_1 = p_0$), 这时发电机处在空载运行状态, 它不向电网输送有功功率, 如图12-1(b)所示。

继续减少电机的输入功率, 最后把原动机撤去, 就变成了空转的同步电动机, 此时空载损耗全部由电网输入的电功率供给。如在电机轴上再加上机械负载, 则负值的 θ 角将增大, 由电网输入的电功率 P_1 和相应的电磁功率也将变大, 于是该机已成为一台负载运行的同步电动机。这时 θ 为负值, 转子磁极轴线落后于定子等效磁极轴线, 故转子上将受到驱动性质的电磁转矩, 如图12-1(c)所示。

从上分析可知: 当同步发电机变为电动机运行时, 功率角和相应的电磁转矩、电磁功率均由正值变为负值, 电磁转矩由制动的变为驱动的转矩。

二、同步电动机的电动势方程式和相量图

用发电机惯例规定正方向, 隐极同步电动机的电动势方程式为:

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_d$$

忽略电阻时的相量图如图12-1(c)左图所示。图中功率因数角 $\varphi > 90^\circ$, 功率角 θ 为负值 (即电网电压 $\dot{U}$ 超前于电动势 $\dot{E}_0$)。采用这种规定正方向, 由于 $\varphi > 90^\circ$, 表示电动机向电网输出负的有功功率, 这样很不方便, 对电动机而言, 习惯上常采用电动机惯例规定正方向, 如图12-2所示。这时 $\dot{U}$ 理解为外施电压, $\dot{I}$ 为由外施电压所产生的输入电流, 而 $\dot{E}_0$ 则为反电动势。这样电流 $\dot{I}$ 即

即由滞后于 $\dot{U}$ 变为超前于 $\dot{U}$, 且 $\varphi < 90^\circ$, 于是功率因数 $\cos\varphi$ 和输入电功率 $mUI\cos\varphi$ 均为正值, 显然在扣除定子铜耗后的电磁功率也为正值。

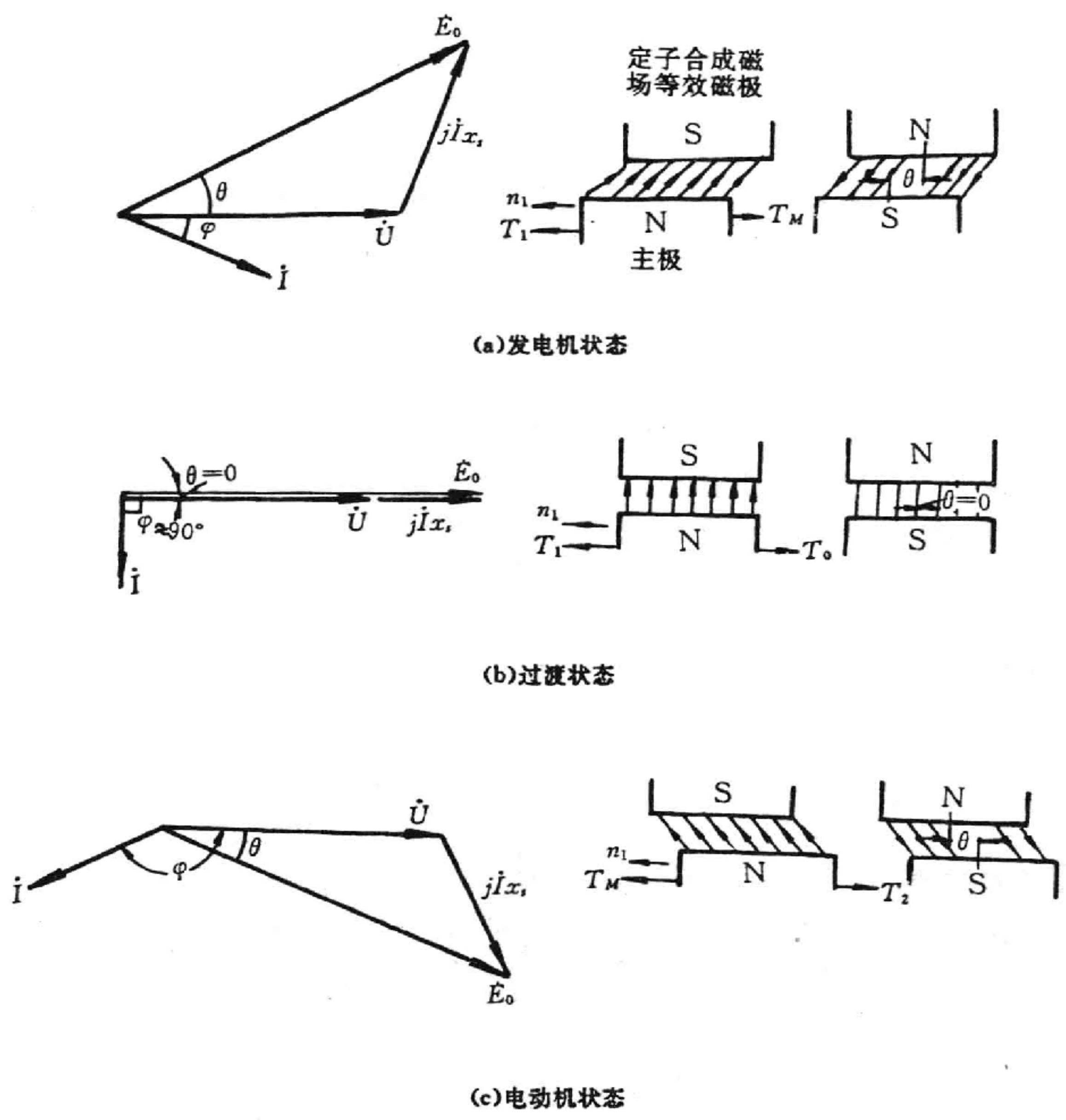


图12-1 同步发电机过渡到同步电动机的过程

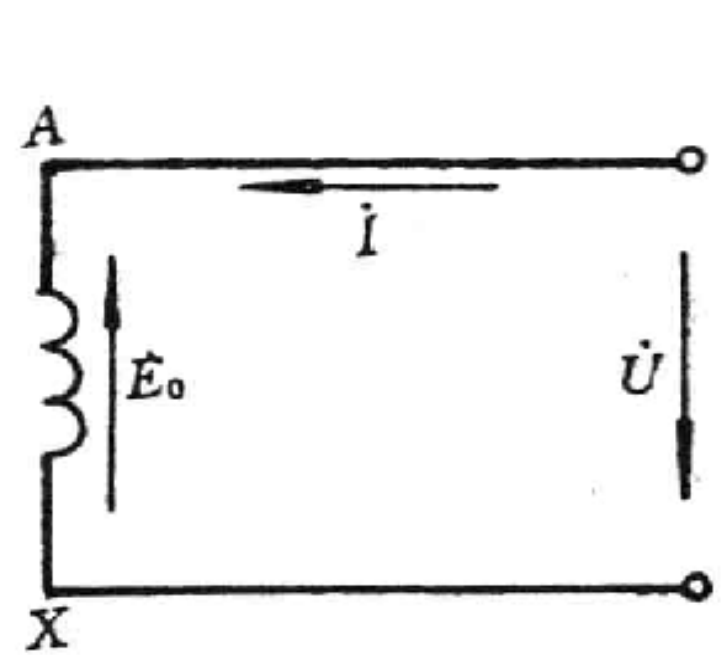


图12-2 同步电动机的规定正方向

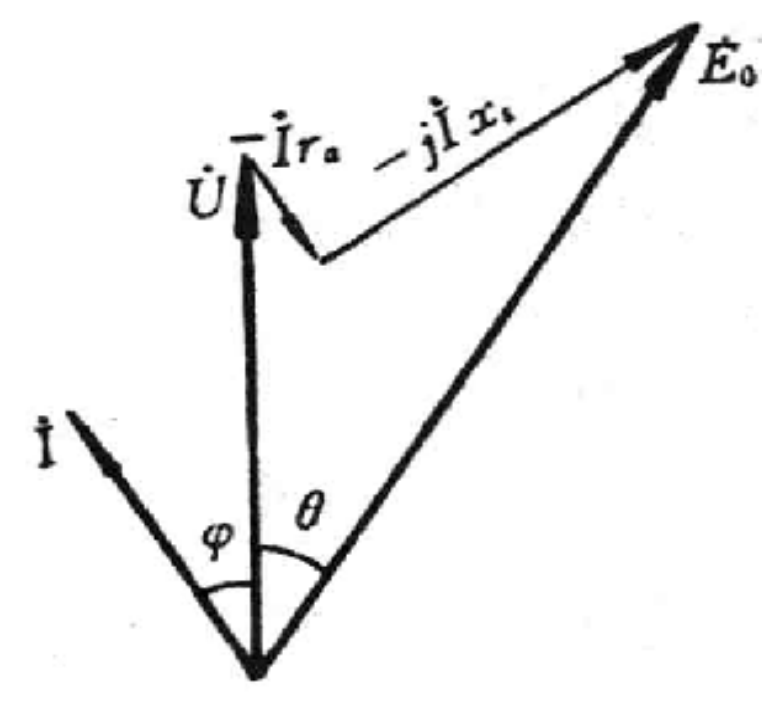


图12-3 隐极同步电动机相量图

于是隐极同步电动机的电动势方程式变为:

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - \dot{I} r_a - j\dot{I} x_s \quad (12-1)$$

或

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I} r_a + j\dot{I} x_s$$

凸极同步电动机电势方程式为

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - \dot{I} r_a - j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_q x_q \quad (12-2)$$

或

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I} r_a + j\dot{I}_d x_d + j\dot{I}_q x_q$$

相应的相量图如图12-3和图12-4所示。

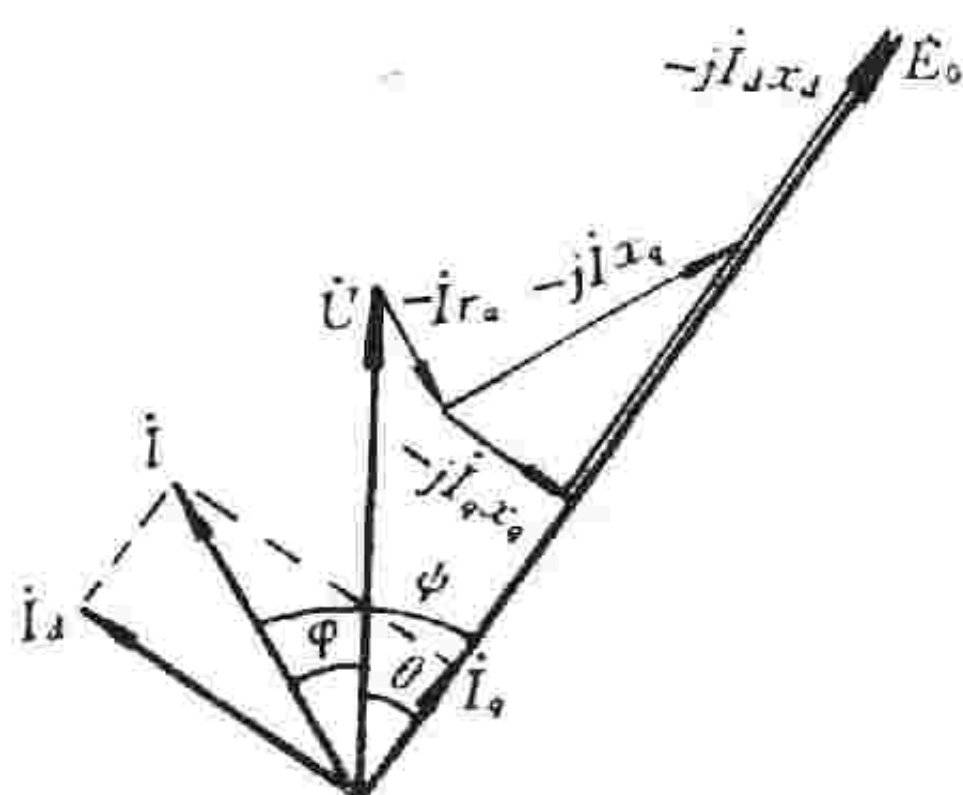


图12-4 凸极同步电动机相量图

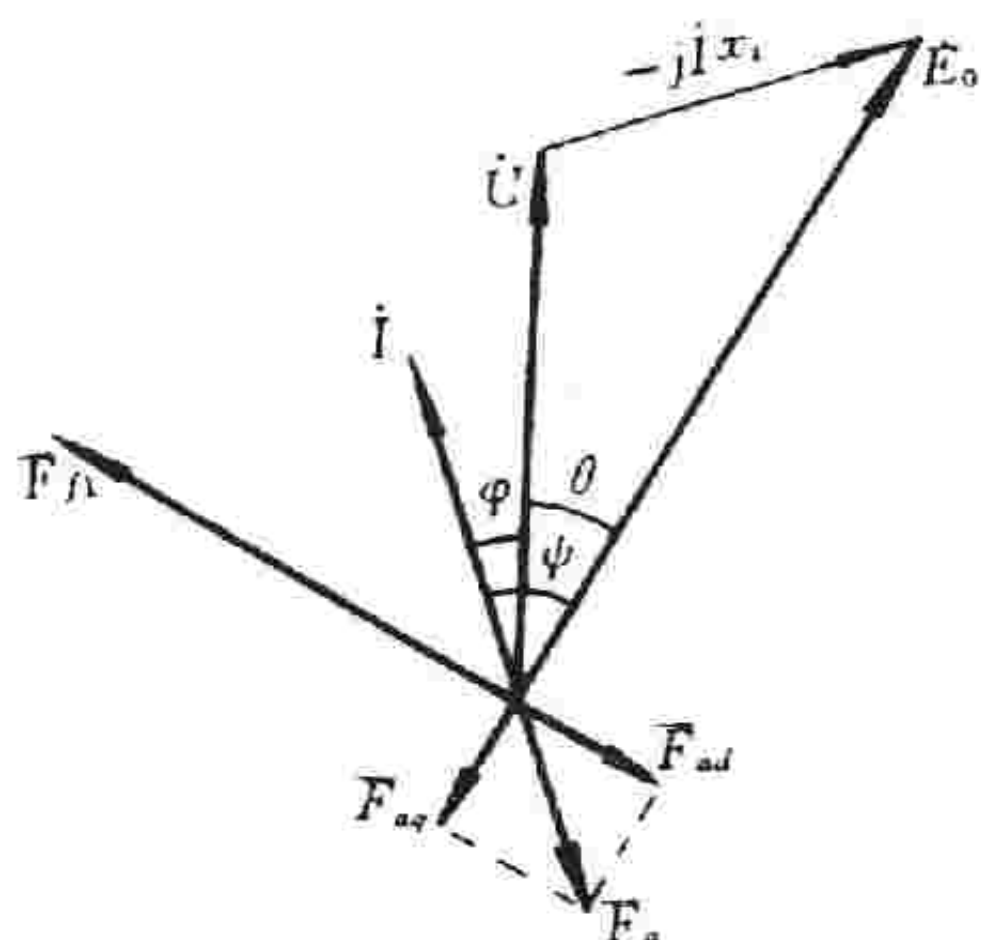


图12-5 隐极同步电动机相量图

第十章中所述的时空相矢图中,空间相轴与时间轴二者重合在一起,正向电流与空间相轴正方向符合右手螺旋,所以正电流产生正的磁动势,因而,电流 $\dot{I}$ 与电枢磁动势 $\vec{F}_a$ 同向。但是,在电动机分析中,把电流的正方向取得相反了,此时正向电流与空间相轴正方向不符合右手螺旋,正电流产生负的磁动势,所以,画时空相矢图时 $\dot{I}$ 与 $\vec{F}_a$ 反向。如图12-5所示,(图中忽略了电阻压降 $\dot{I} r_a$)。由图可知,当电流 $\dot{I}$ 超前于励磁电动势 $\dot{E}_0$ 时,直轴电枢反应磁动势为去磁作用。

三、功角特性和功率、转矩平衡关系

上一章所述的功角特性表达式(11-21),可同样适用于电动机状态,只是这时功率角 θ 应为负值,随之电磁功率 P_M 也为负值,表示把电能转换为机械能。为了方便,我们重新定义电压 $\dot{U}$ 超前于 $\dot{E}$ 的功率角为正,此时之电磁功率则为正值,其功角特性如图12-6所示。

同步电动机的静态稳定概念与发电机类似,判别静态稳定的条件是

$$\frac{dT_M}{d\theta} > 0 \quad \text{稳定}$$

$$\frac{dT_M}{d\theta} < 0 \quad \text{不稳定}$$

由图12-6可知,在 $0 < \theta < \theta_m$ 范围内电动机运行是稳定的,不过 θ 越大, $\frac{dT_M}{d\theta}$ 的数值越小,稳定度越低。为了留有余地,一般同步电动机稳定运行在 $\theta = (20^\circ \sim 30^\circ)$ 左右,与发电机相类似,同步电动机的过载能力也表示为

$$k_m = \frac{T_{\max}}{T_N}$$

一般

$$k_m = 2 \sim 3$$

同步电动机正常工作时,同步电动机从电网输入的功率 P_1 ,除部分消耗于定子绕组的铜耗外,主要部分将通过定、转子磁场的相互作用,由电能转换为机械能,这部分通过气隙旋转磁场的作用所转换的功率就称为电磁功率 P_M ,故有

$$P_1 = p_{cu} + P_M \quad (12-3)$$

电动机输出的机械功率 P_2 应比 P_M 略小,因为补偿定子铁耗 p_{fe} 和机械损耗 p_m 以及附加损耗 p_{ad} 所需的功率都要依靠转子上获得的机械功率来提供,故有

$$P_M = p_{fe} + p_m + p_{ad} + P_2 \quad (12-4)$$

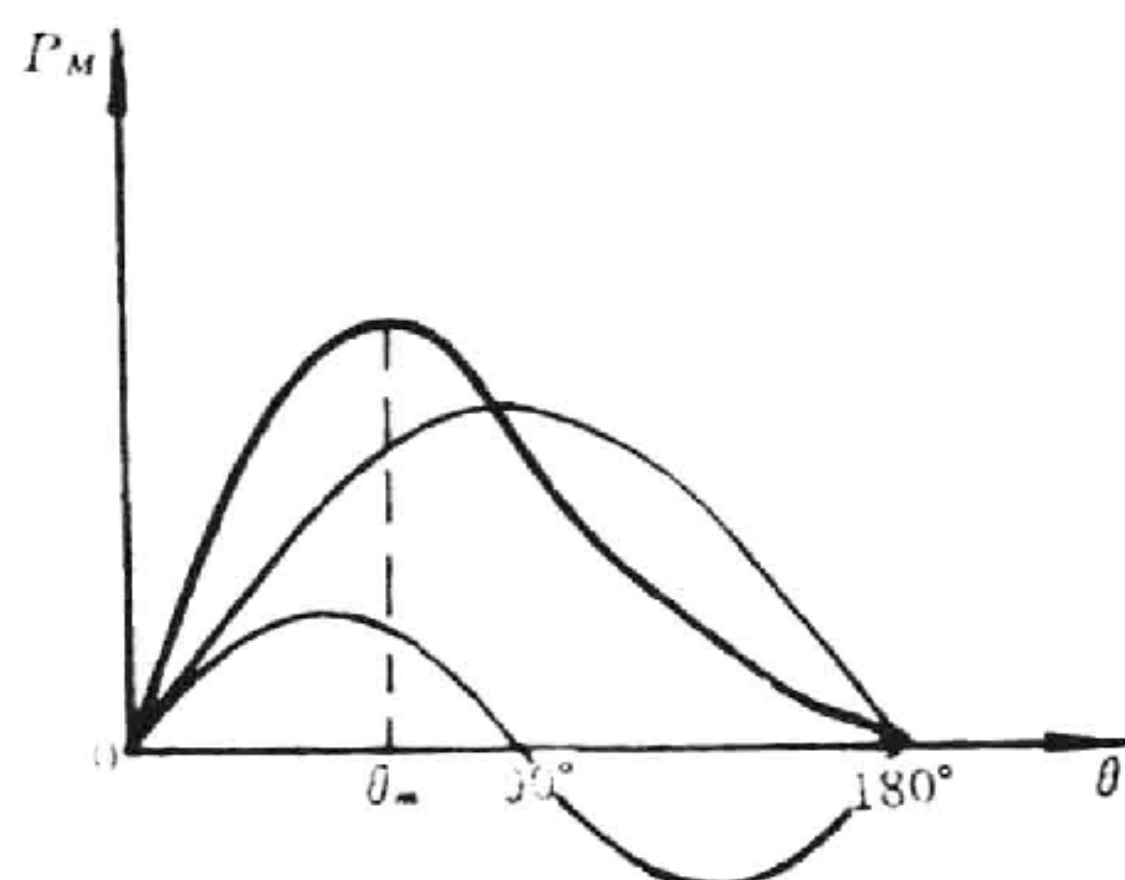


图12-6 凸极同步电机的功角特性

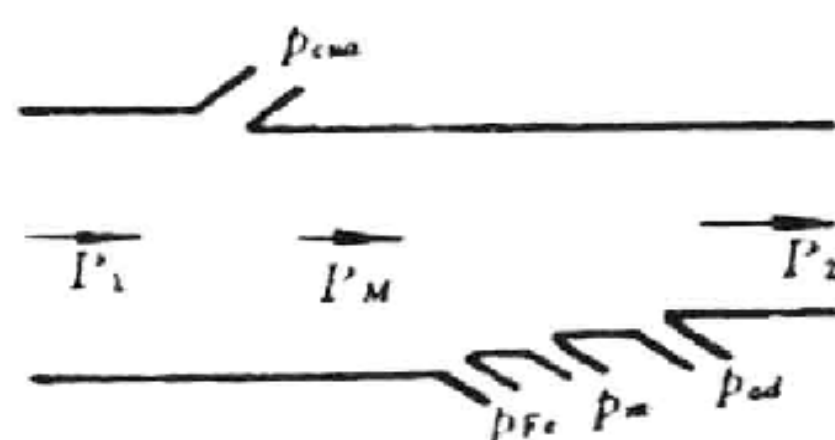


图12-7 同步电动机功率流程图

上面两个式子就是同步电动机的功率平衡方程式。功率流程图如图12-7所示。

若不计附加损耗,则式(12-4)可写成

$$P_M = (p_{fe} + p_m) + P_2 = p_0 + P_2$$

上式除以同步角速度,可得转矩平衡方程式

$$\begin{aligned} \frac{P_M}{\Omega_1} &= \frac{p_0}{\Omega_1} + \frac{P_2}{\Omega_1} \\ T_M &= T_0 + T_2 \end{aligned} \quad (12-5)$$

式中 T_M ——电动机的电磁转矩, $T_M = \frac{P_M}{\Omega_1}$;

T_0 ——电动机的空载转矩, $T_0 = \frac{p_0}{\Omega_1}$;

T_1 ——电动机的输出转矩, $T_2 = \frac{P_2}{\Omega_1}$ 。

§ 12-2 同步电动机的 V 形曲线

同步电动机负载不变时,电枢电流和励磁电流之间的关系曲线,称为同步电动机的 V 形曲线。下面以隐极电动机为例用电动势相量图进行分析。

由于负载不变, $T_2 = \text{常数}$, 忽略 T_0 的影响, 则 $T_M \approx T_2 = \text{常数}$, 即

$$T_M = \frac{mUE_0}{\Omega_1 x_r} \sin\theta = \text{常数}$$

所以

$$E_0 \sin\theta = \text{常数}$$

于是可作出 E_0 末端的轨迹, 它是一条与 $\dot{U}$ 平行的直线 CD , 如图12-8所示。

由于负载不变, $P_2 = \text{常数}$, 忽略定子电阻和空载损耗, 则 $P_1 = \text{常数}$, 即

$$P_1 = mUI \cos\varphi = \text{常数}$$

或

$$I \cos\varphi = \text{常数}$$

于是可作出 $\dot{I}$ 末端的轨迹, 它是一条与 $\dot{U}$ 垂直的直线 AB , 如图12-8所示。从图可见: 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, 电流的数值最小。当励磁电流大于正常励磁电流(过励)时, $E_{02} > E_{01}$, 为保持电枢绕组的总磁通不变, 除有功电流外, 电枢电流还将出现超前的去磁无功电流分量(从发电机惯例来看, 它仍为滞后的去磁无功电流)。因此电枢电流将较正常励磁时大, 电动机的功率因数为超前的。反之, 当励磁电流小于正常励磁电流(欠励)时, $E_{03} < E_{01}$, 电枢电流将出现一个滞后的无功电流分量, 此时电枢电流也应比正常励磁时大, 功率因数则为滞后的。

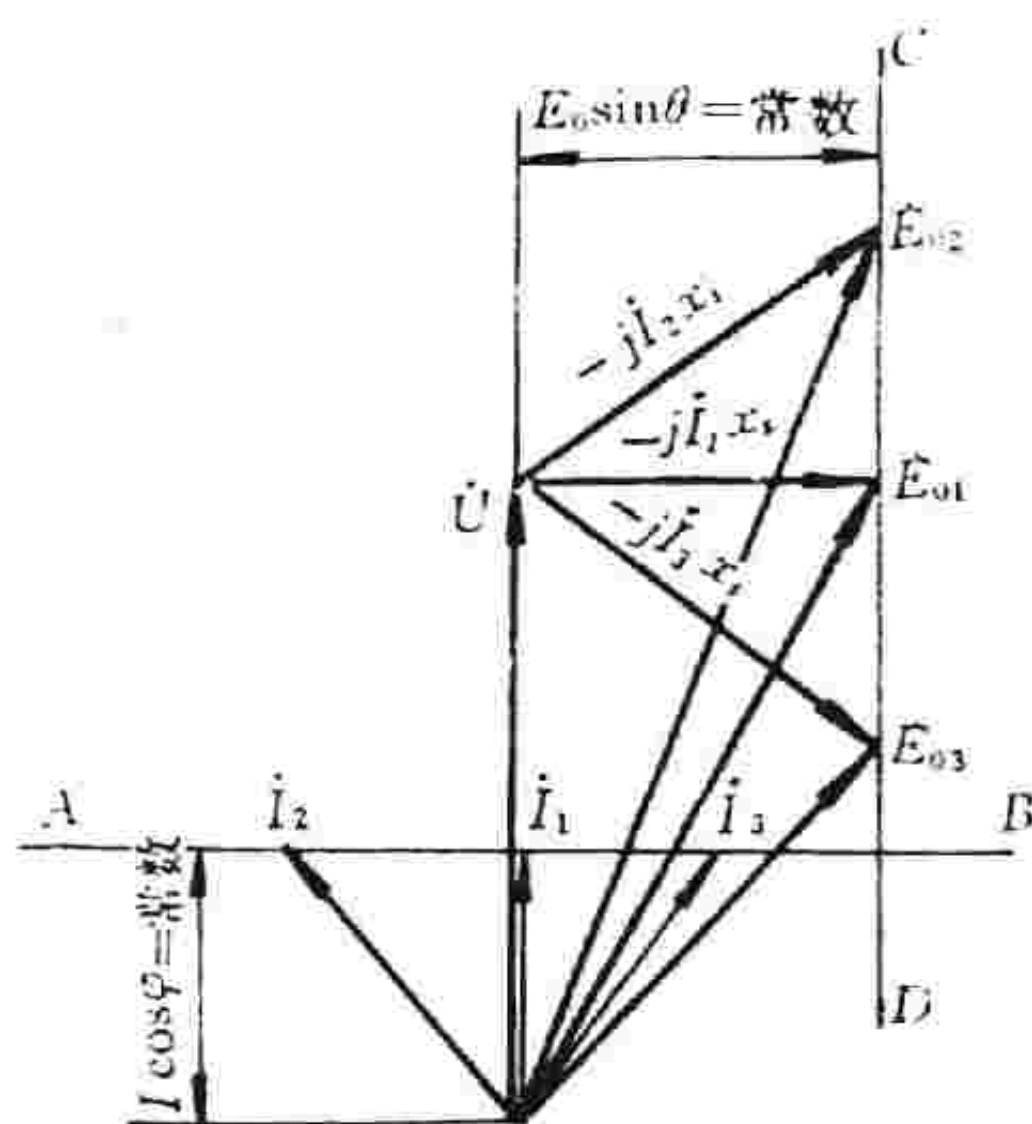


图12-8 恒功率调节励磁时, 隐极同步电动机的相量图

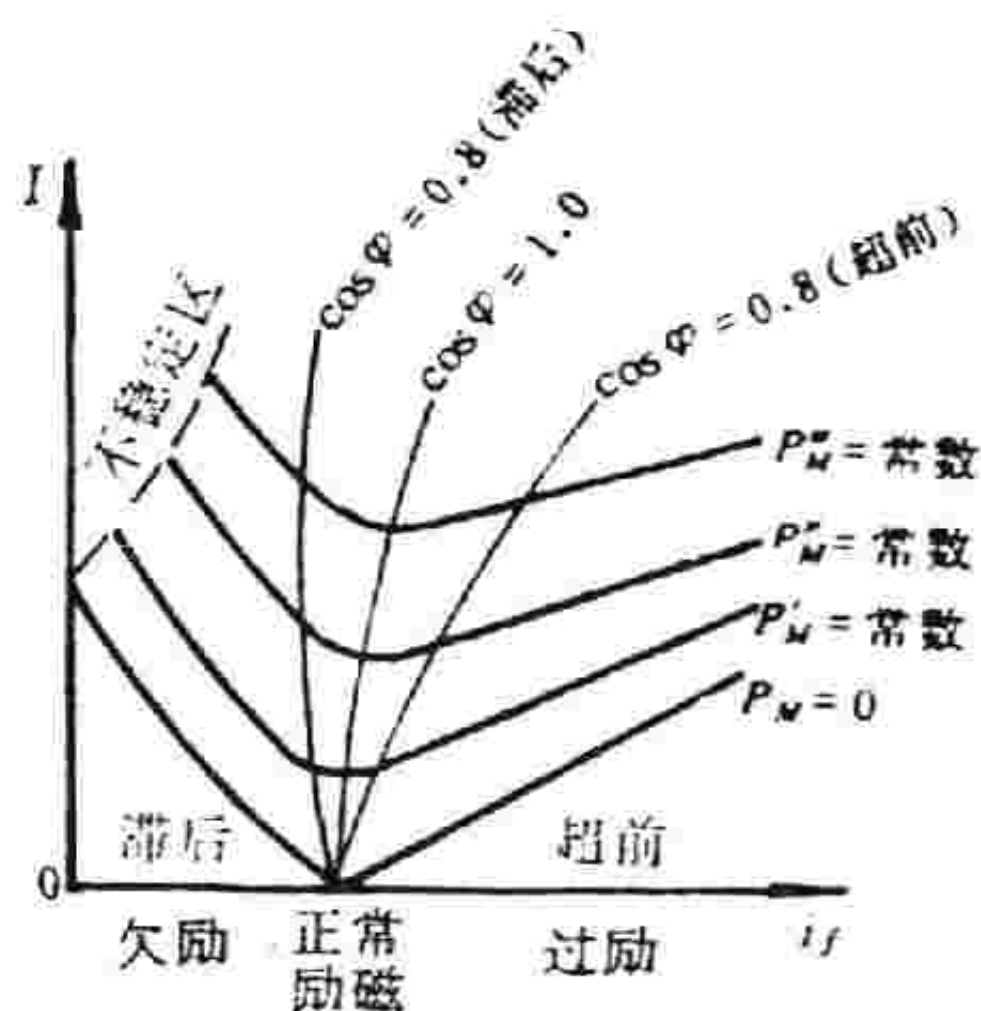


图12-9 同步电动机 V 形曲线

图12-9表示四个不同的电磁功率值时的 V 形曲线。由于同步电动机最大电磁功率 P_{Mmax} 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。这样一来, 当励磁电流减到一定的数值时, θ 将增为 90° , 隐极电动机达到稳定运行极限。图12-9中虚线表示出电动机不稳定区的界限。

改变励磁可以调节电动的功率因数, 这是同步电动机最可贵的特性。因为在电网上主要的负载是异步电动机和变压器, 它们都要从电网中吸收电感性无功功率, 如果将运行在电网上的同步电动机工作在过励状态, 使它们从电网中吸收电容性无功功率(即向电网发出感性无功功率), 从而提高了电网的功率因数。因此, 为了改善电网的功率因数和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 $1 \sim 0.8$ (超前)。

§ 12-3 同步电动机的起动方法

同步电动机的电磁转矩是由定子电流建立的旋转磁场与转子磁场的相互作用而产生的, 仅仅在两者相对静止时, 才能得到平均电磁转矩。如将同步电动机转子通入直流励磁并将定子绕组直接投入电网, 这时定子旋转磁场与转子磁场间有相对运动, 所以不能产生恒定方向的电磁转矩, 电机不能起动, 这可用图12-10来说明。在图12-10(a)所示瞬间, 电磁转矩方向倾向于拖动转子逆时针方向旋转。由于机械惯性, 当转子还未转起来时, 定子磁场已转了 180° , 达到图12-10(b)位置, 这时转子又倾向于顺时针转动, 结果转子承受了一个交变的脉振转矩, 其平均值为零, 故电动机不能自起动。为此必须借助其它方法。

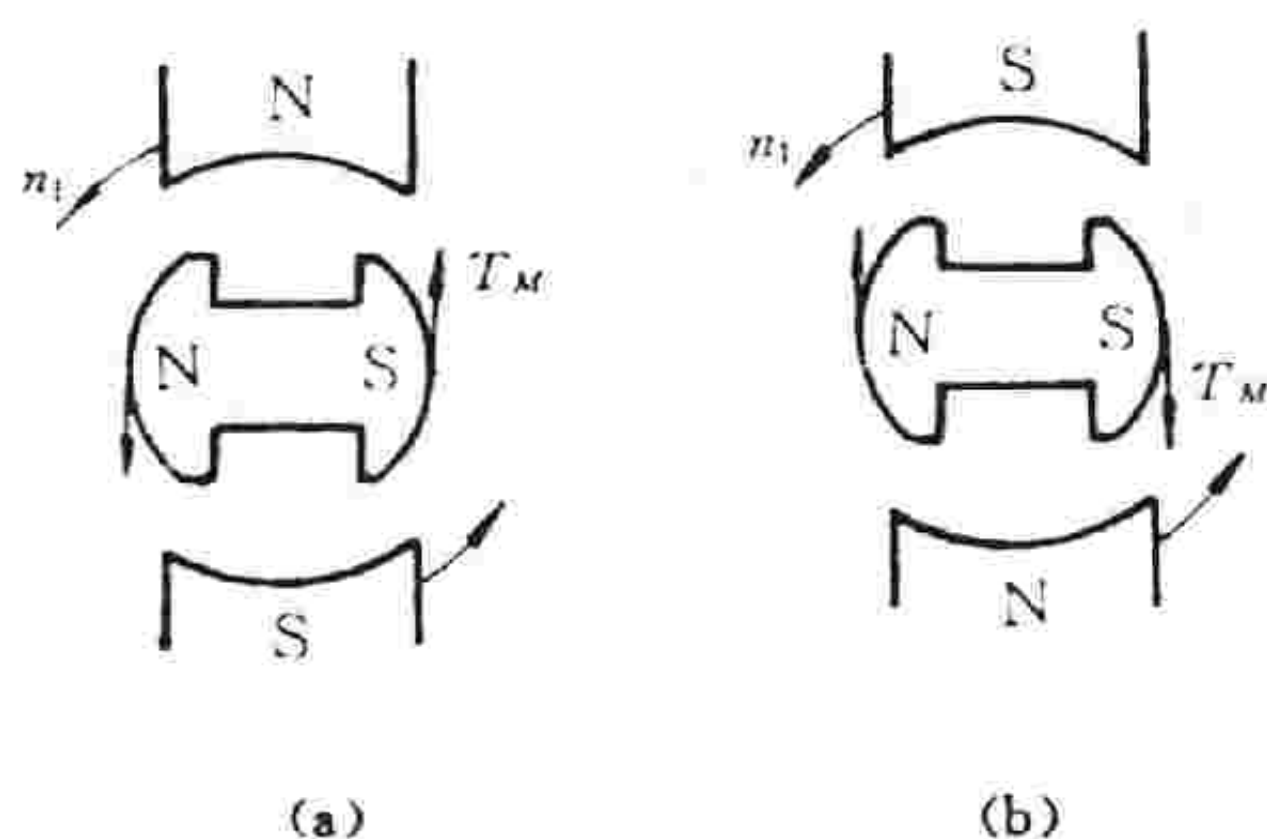


图12-10 接通励磁后起动时同步电动机的电磁转矩

一、辅助电动机起动

它是选用和同步电机有相同极数的异步电动机(容量为主机的 $5\sim 15\%$)作为辅助电机, 用辅助电机带动同步电动机接近同步速, 然后合主闸, 并立即给同步电动机励磁, 利用自整步拉入同步。

也有用比同步电机极数少两极的异步电动机作为辅助电机, 将主机拖到高于同步速后拉断电源, 当转速降到同步速时, 再将同步电动机投入电网, 这样可获得更大的整步转矩。

此法的缺点是不能在负载下起动, 否

则要求辅助电机的容量大, 增加整个机组设备投资, 所以此法现在一般不用。

二、调频起动

调频起动的实质是设法改变定子旋转磁场的转速, 使定、转子之间产生的电磁转矩能带动转子同步旋转。为此, 起动时需要把调频电源的频率调得很低, 然后逐步增加电源频率直至额定频率为止。

此法的缺点是需要有一套变频电源, 而且励磁机还要由其它电机拖动, 因为并激直流发电机低速时不能产生所需的励磁电压, 因此这种方法设备昂贵复杂, 一般少用。

三、异步起动

现代的同步电动机多数在转子上装有类似于异步电动机笼型绕组的起动绕组(starting winding)。结构与同步发电机的阻尼绕组一样。此时可采用类似于起动笼型异步电动机的方法来起动同步电动机, 这是同步电动机最常用的起动方法。

此法是在励磁回路串接约为励磁绕组10倍的附加电阻而构成闭合电路, 然后把同步电动机定子绕组直接投入电网, 使之按异步电动机起动, 等到转速升到接近于同步转速时, 再接入励磁电流, 如图12-11所示。为了减少起动电流, 对大型同步电动机, 可采用降压起动。

异步起动时, 励磁绕组切忌开路, 因为刚起动时, 定子旋转磁场与转子的相对速度很大, 而励磁绕组匝数又多, 将在其中感应出一个很高的电动势, 可能破坏绕组绝缘, 造成人身安全事故; 若将励磁绕组不经附加电阻直接短路, 此时会在励磁绕组中感应一个很大的电流, 它与气

隙磁场作用将产生较大的附加转矩(称为单轴转矩),其特点是在略大于半同步转速处产生较大的负转矩,使电动机的合成转矩曲线发生明显的下凹,可能把同步电动机“卡住”在半同步转速附近运转,不能继续升速。有关单轴转矩可参考异步电机的有关理论。

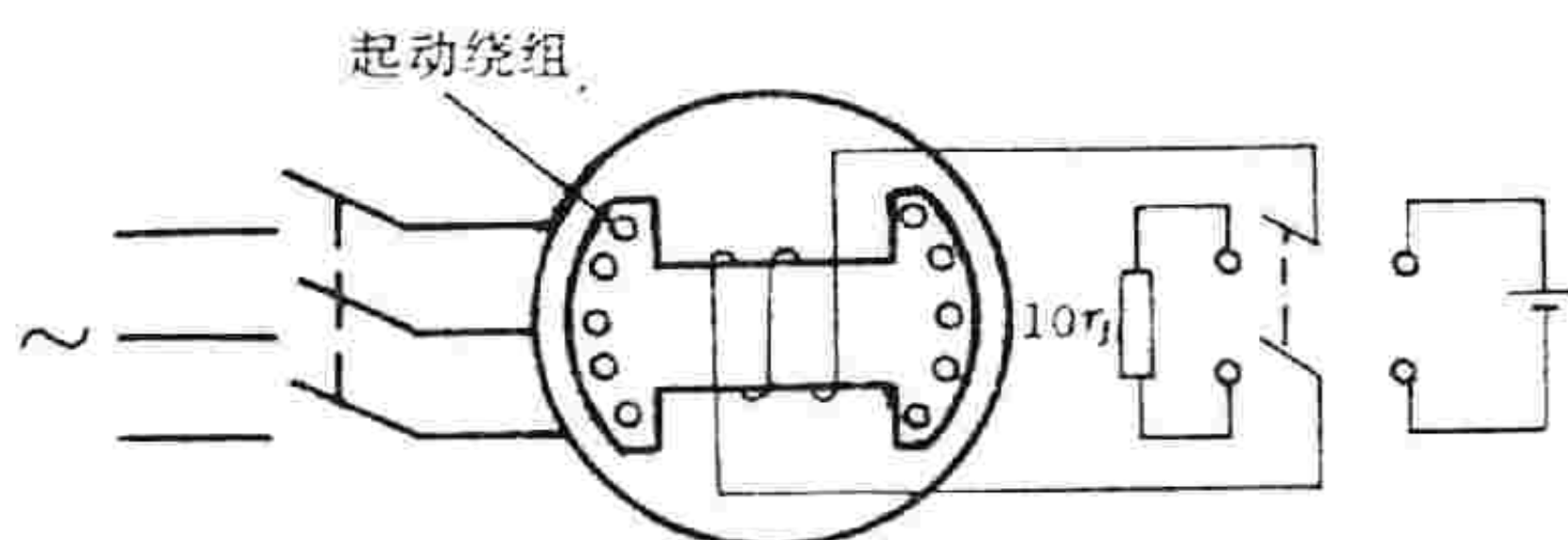


图12-11 异步起动原理线路图

§ 12-4 反应式同步电动机

在容量很小的同步电机中,不必装设励磁绕组。根据式(11-12)等号右边第二项可知,只要是凸极转子,由于 $x_d \neq x_q$,就会出现凸极电磁功率 $\frac{mU^2}{2} (\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}) \sin 2\theta$ 和相应的电磁转矩。这种电机由于只有电枢反应磁场,所以叫做反应式同步电动机(reaction type synchronous motor)。又由于转矩是直轴和交轴磁阻不同而产生的,所以又称为磁阻同步电动机(reluctance synchronous motor)。这种电机用在各种自动和遥控装置、仪表、电钟和电影机里,其功率可从百分之一瓦到数百瓦。

反应式同步电动机转矩的产生可以用图12-12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。

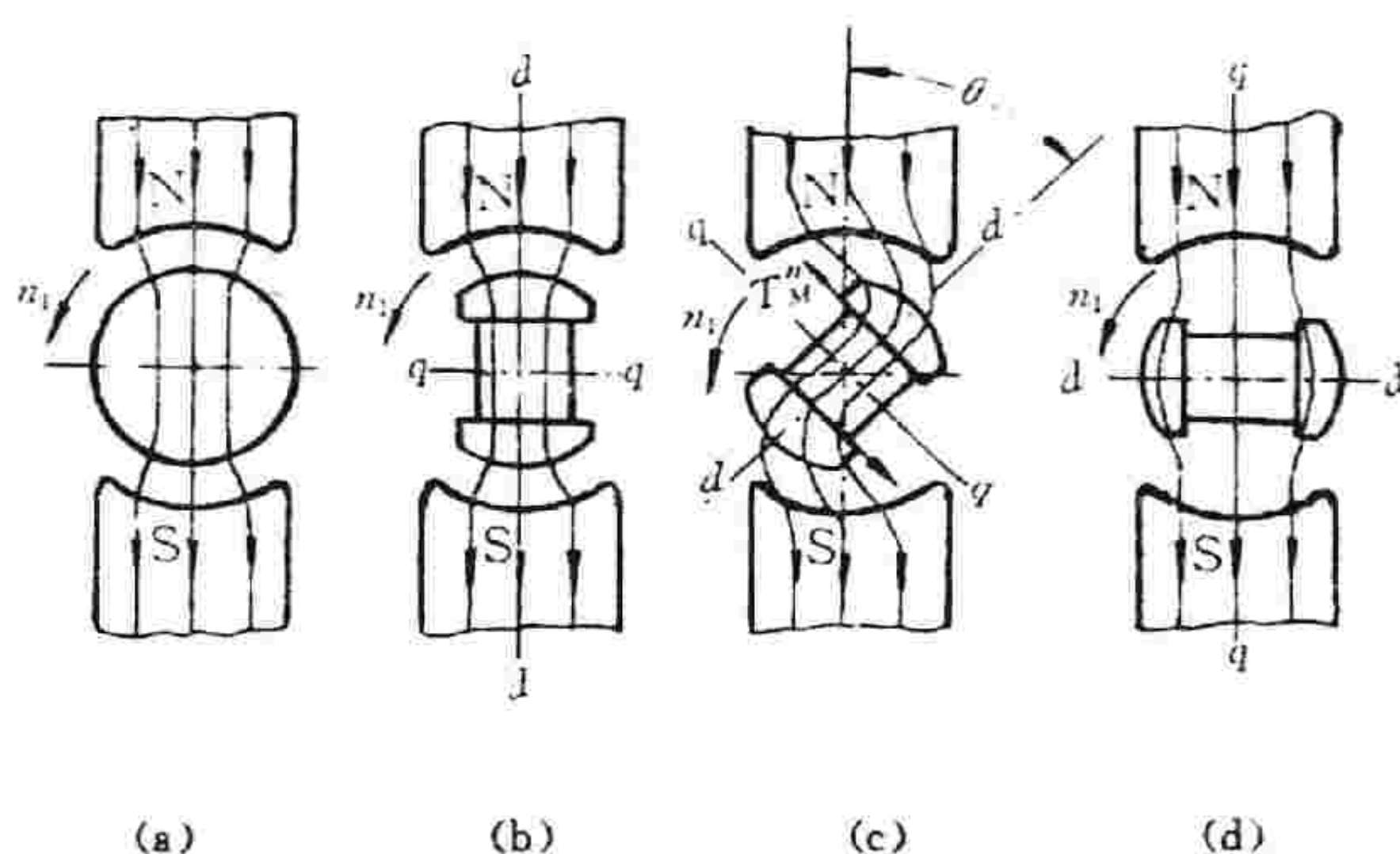


图12-12 反应式同步电动机运行模型

图12-12(a)是一个圆柱形隐极转子。因此当转子不励磁时,无论其转子直轴和电枢旋转磁场的轴线相差多大角都不能产生切向电磁力及电磁转矩。由图12-12(b)是反应式电动机的空

转情况,由于电动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 $I_0 = \frac{U}{x_d}$ 。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12-12(c)所示。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,并由此产生与定子磁场转向相同的磁阻转矩 T''_M 和负载转矩相平衡。如果 θ 角继续增大到 90° 时,由图12-12(d)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(11-21)可见,当转子不励磁时,电磁功率和对应的电磁转矩变为

$$\begin{aligned} P_M &= \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \\ &= mU^2 \left(\frac{x_d - x_q}{2x_d x_q} \right) \sin 2\theta \end{aligned} \quad (12-6)$$

$$T_M = \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \right) \sin 2\theta \quad (12-7)$$

由上式可见,电动机的电磁转矩与 θ 角的关系是按照 $\sin 2\theta$ 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12-12相同。

由式(12-6)和式(12-7)可见,电磁功率和电磁转矩的最大值为

$$P_{M\max} = mU^2 \left(\frac{x_d - x_q}{2x_d x_q} \right) = \frac{mU^2}{2x_d} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \quad (12-8)$$

$$T_{\max} = \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \right) = \frac{mU^2}{2\Omega_1 x_d} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right) \quad (12-9)$$

由上两式可见,当电机的 x_q 愈小, $\frac{x_d}{x_q}$ 的数值愈大,则 $P_{M\max}$ 和 $T_{\max}$ 的数值愈大。因此反应式同步电动机应采取特殊措施增大 x_d 与 x_q 的差别,目前已可做到 $\frac{x_d}{x_q} = 5$,这样就可显著地增大电磁转矩值。这种措施一般是采用钢片和非磁性材料如铝、铜镶嵌的结构,如图12-13所示。(a)为两极式,(b)为四极式。其中铝或铜部分可起到笼型绕组的作用使电机起动。当转速接

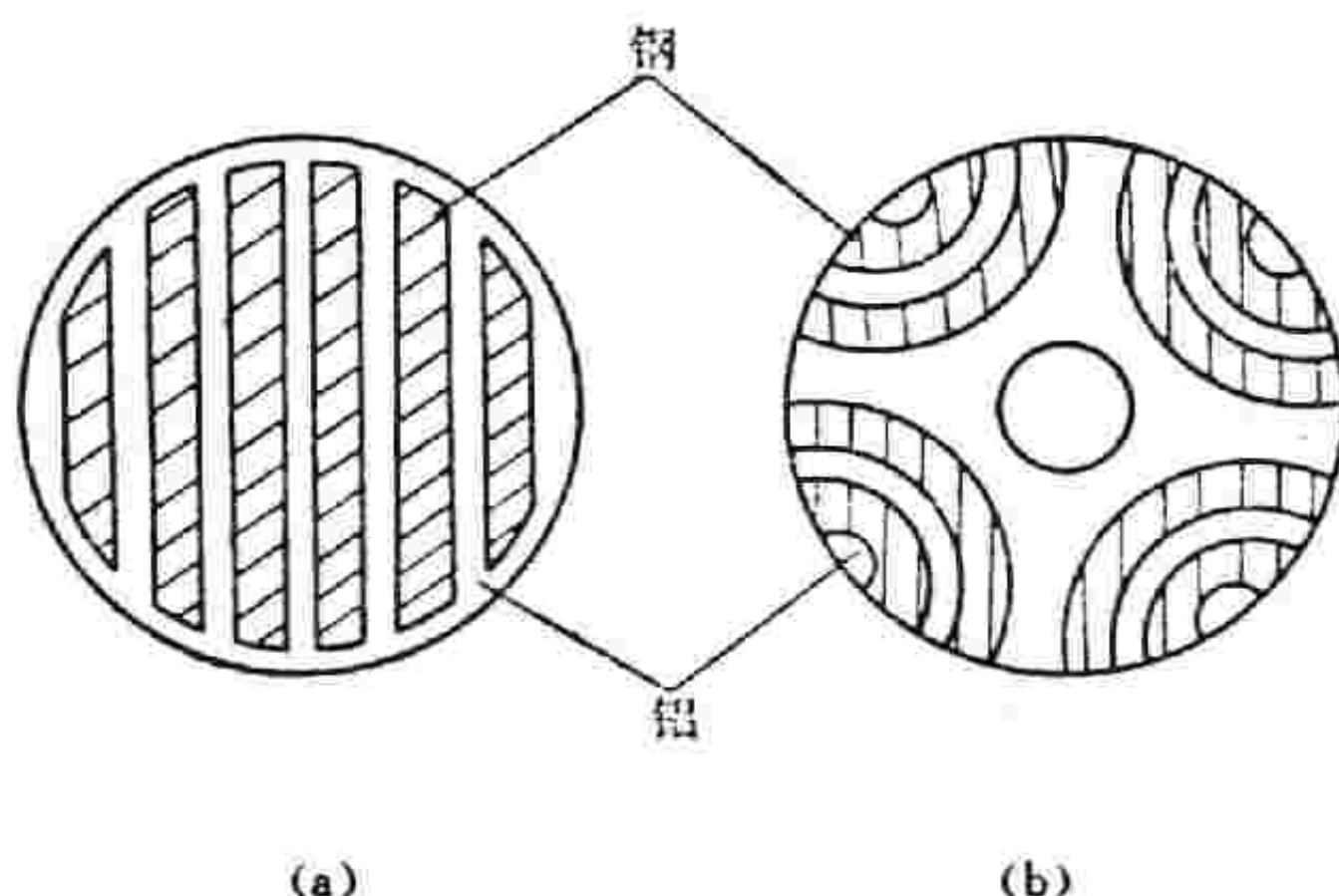


图12-13 反应式同步电动机转子
(a)二极式 (b)四极式

近于同步速时,借助于凸极效应产生的凸极转矩,转子就会自动拉入同步。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 x_q 很小。

反应式同步电动机的定子可以是三相亦可以是单相的。单相反应式电动机一般采用罩极或附加起动绕组的办法来形成旋转磁场,以获得一定的起动转矩。罩极和附加绕组起动的原理将在单相异步电动机中论述。

§ 12-5 同步调相机

电网的负载主要是异步电动机和变压器,它们都从电网吸取感性无功功率,而使电网的功率因数降低,减少有功功率的传输能力,并使整个电力系统的设备利用率和效率降低。如能在适当地点把负载所需的感性无功功率就地供给,避免远距离输送,则既减小线路损耗和电压降,又可减轻发电机的负担而充分利用它的容量,应用同步调相机便是解决这一问题的一个很有效的方法。

一、同步调相机的原理和用途

不带机械负荷,运行于电动机状态,专用来改善电网功率因数的同步电机称为同步调相机 (*synchronous condenser*) 或称同步补偿机 (*synchronous compensator*)。除供应本身损耗外,它并不从电网吸收更多的有功功率,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 $\dot{U} = \dot{E}_0 + j\dot{I}x_s$ 。图12-14画出过励和欠励时的相量图。从图可见,过励时,电流 $\dot{I}$ 超前 $\dot{U}$ 以 90° ,而欠励时电流 $\dot{I}$ 滞后 $\dot{U}$ 以 90° 。所以调相机在过励时可看作是电网的一个电容性无功负载,而欠励时则为一个电感性的无功负载。只要调节励磁电流,就能灵活地调节它的无功功率大小。由于电力系统中大多数为感性负载,所以调相机通常都在过励状态下运行,它的额定容量也是指过励运行的容量。只在电网基本空载,由于长输电线对地电容的影响,使受电端电压偏高时,才让调相机在欠励下运行,以保持电网电压的稳定。

二、同步调相机的特点

同步调相机的特点有:

(1) 同步调相机的额定容量是指它在过励时的视在功率。励磁绕组是根据最大励磁电流引起的发热来设计的。而它在欠励运行时的容量只有过励容量的 $0.5 \sim 0.65$ 倍,这是从实际运行需要来决定的。

(2) 由于调相机不拖动机械负载,因而没有静态过载能力的要求。为了减少励磁绕组的用铜量,它的气隙比同步发电机和同步电动机的都要小些,因此,它的直轴同步电抗 x_d 较大,其标么值往往可达2以上。

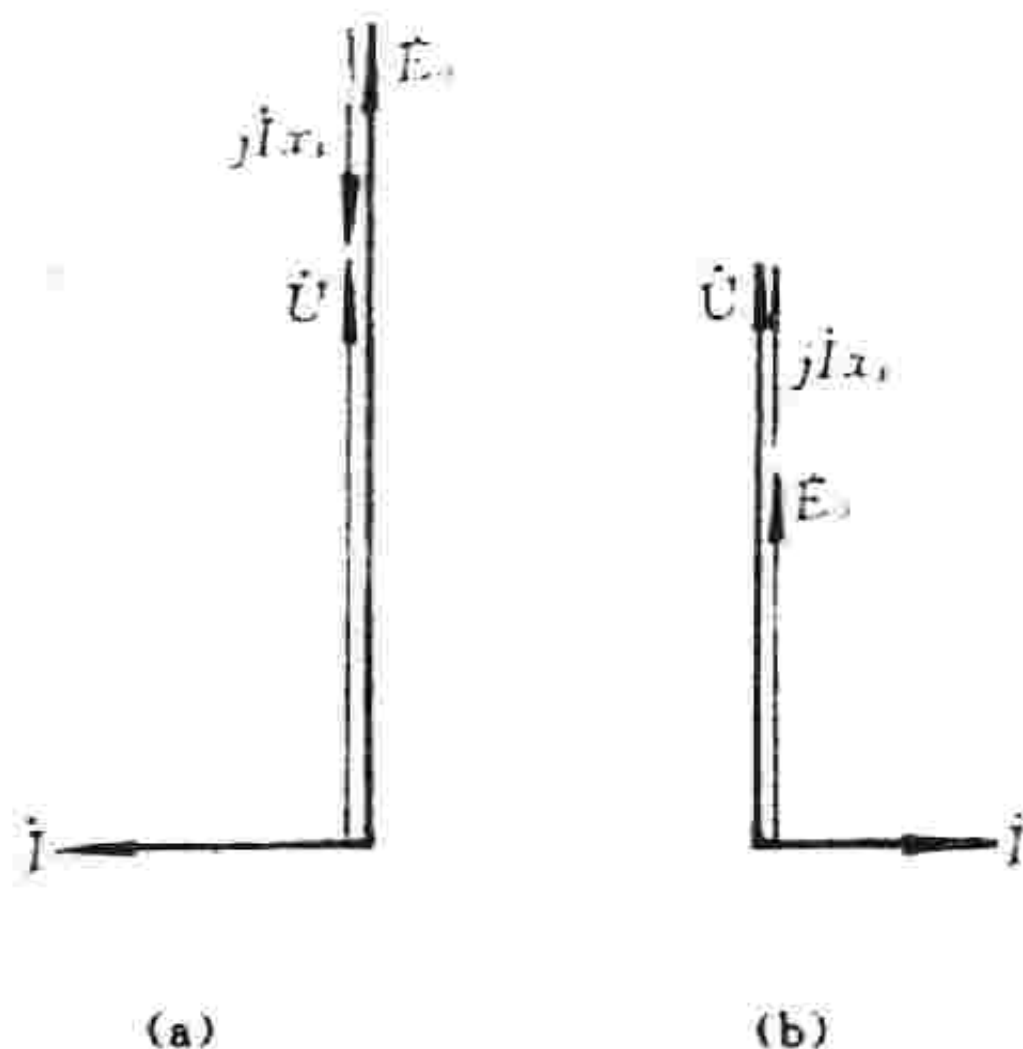


图12-14 同步调相机的相量图

(a) 过励 (b) 欠励

(3)为了提高材料利用率,调相机的极数较少,转速较高。此外,由于它不带机械负载,它的转轴可以设计得细些。

三、同步调相机的起动问题

同步调相机与同步电动机一样,可采用辅助电动机法或异步起动法起动,而以后者为多。由于调相机容量较大(几千或几万伏安),在异步起动投入电网时,相当于投入一个很大的电感负载,将显著地降低调相机接入处电压,而严重影响附近其它用电设备的正常运行。因此,通常要在定子回路中串入电抗器起动,以限制起动电流。

四、同步调相机的装设位置

为了减小无功电流在线路上产生损耗和压降,一般把调相机装设在受电端。在长距离输电线路中,为了提高输电的稳定性,也有在输电线中间加装调相机的,叫做中间补偿。

例12-1 有一座工厂电源电压为6000V,厂中使用了许多台异步电动机,设其总输出功率为1500kW,平均效率为70%,功率因数为0.7(滞后)。由于生产发展又增添了一台同步电动机。设当该电动机的功率因数为0.8(超前)时,已将全厂的功率因数调整到1,求此电动机现在承担多少视在功率(kVA)和有功功率(kW)。

解:这些异步电动机总的视在功率 $S = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi} = \frac{1500}{0.7 \times 0.7} = 3060 \text{ kVA}$ 。

由于 $\cos \varphi = 0.7$, $\sin \varphi = 0.713$, 故这些异步电动机总的无功功率 $Q = S \sin \varphi = 3060 \times 0.713 = 2185 \text{ kvar}$ 。同步电动机运行时,已将全厂功率因数调整到 $\cos \varphi = 1$, 故该机的无功功率为 $Q' = Q = 2185 \text{ kvar}$ 。因 $\cos \varphi' = 0.8$, $\sin \varphi' = 0.6$, 故同步电动机的视在功率为 $S' = \frac{Q'}{\sin \varphi'} = \frac{2185}{0.6} = 3640 \text{ kVA}$, 有功功率为 $P' = S' \cos \varphi' = 3640 \times 0.8 = 2910 \text{ kW}$ 。

例12-2 一发电厂通过一输电线供电给一个100000kW 的负载,负载的端电压为10.5kV,功率因数为0.8(滞后)。今欲装设一同步调相机把线路的功率因数提高为0.9(滞后),试求同步调相机的容量。调相机应装在线路何处?它应在过励还是欠励情况下运行,为什么?

解:负载所需的感性无功功率为

$$\begin{aligned} Q &= S \sin \varphi = \left(\frac{P}{\cos \varphi} \right) \sin \varphi = \frac{100000}{0.8} \times 0.6 \\ &= 75000 \text{ kvar} \end{aligned}$$

线路功率因数提高到0.9(滞后)所需的感性无功功率为

$$Q' = \frac{P}{\cos \varphi'} \sin \varphi' = P \tan \varphi'$$

当 $\cos \varphi' = 0.9$ 时, $\tan \varphi' = 0.4843$

$$Q' = 100000 \times 0.4843 = 48430 \text{ kvar}$$

调相机供给的无功功率(即调相机容量)为

$$Q - Q' = 75000 - 48430 = 26570 \text{ kvar}$$

为了避免调相机供给的无功电流在输电线路路上产生电阻损耗和电压损失,调相机应装在负载端。

由于电网需要感性无功功率,所以调相机应在过励下运行。这时,调相机从电网吸收超前的无功功率。

小 结

发电机、电动机和调相机是同步电机的三种运行状态。发电机把机械能转换成电能；电动机把电能转换为机械能；同步调相机中基本没有有功功率的转换，它既可看成是空载运行的同步电动机，又可看成是专门发出无功功率的无功发电机。

忽略定子绕组电阻时，同步电机的电磁功率决定于功角 θ ，当 E_0 超前于 U 是发电机运行状态； U 超前于 E_0 时是电动机运行状态；而 $\theta=0$ 时为调相机运行状态。

无论是同步发电机、同步电动机还是同步调相机，当它们接在电网上时，调节励磁就可以调节发出或从电网吸入的无功功率，而且在过励状态下，都是发出感性无功；在欠励状态下，都是发出容性无功功率。这是同步电机一个可贵的性质。

为了减少无功电流在线路上产生的电阻损耗和电压损失，同步调相机一般装设在用户端。同步电动机和同步调相机不能自起动，一般采用异步起动。

第十三章 同步发电机的不对称运行

本章重点内容:1.掌握正序、负序和零序电抗的物理意义和测定方法。
2.了解不对称运行问题的一般求解方法。

§ 13-1 概 述

前面我们研究了同步发电机的对称运行情况。实际上,由于电网中负载的不断变动以及大型的单相负载,使三相电压和电流任何时候不可能绝对地对称。例如冶金工厂单相电炉或电气铁道要求供给容量较大的单相负载;输电线由于某些原因发生碰线而引起不对称短路等。这些情况都造成负载不对称,使发电机在不对称负载下运行。因此有必要对发电机的不对称运行(*unsymmetrical operation*)加以研究。

同步发电机在不对称负载下运行时,电枢电流和端电压都将出现不对称现象,使接到电网上的变压器和电动机运行情况变坏,效率降低;同时也对发电机本身以及电网带来一些不良后果,因此对同步发电机不对称负载的程度有一定限制。我国国家标准 GB755—81(电机基本要求)规定:在每相电流均不超过额定值的情况下,间接冷却的凸极同步发电机负序电流分量不超过额定电流的8%;定子及磁场绕组直接冷却(内冷)的凸极同步发电机,负序电流分量不超过额定电流的5%;转子间接冷却的隐极同步电机负序电流分量不超过额定电流的10%;125兆瓦及以下的转子直接冷却(内冷)的隐极同步电机,负序电流分量不超过额定电流的8%,应能长期工作。

分析同步发电机不对称运行的基本方法是对称分量法,即将发电机不对称的三相电压、电流分解为正序、负序和零序分量,然后分别研究各相序电流所产生的效果,再将它们迭加起来,就得到实际的不对称相电流和相电压。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。

用对称分量法分析不对称问题的基本步骤是:

- (1)先列出不对称情况的边界条件;
- (2)用对称分量法求出各序电流、各序电压间的特定约束关系;
- (3)按照特定的约束关系,把各序等效电路连成一条统一的等效电路;
- (4)从统一的等效电路解出各序电流和电压,最后再把正序、负序和零序分量迭加,求得各相的电流和电压。

本章以同步发电机的单相短路、相间短路和两相对中点短路为例,具体地说明整个求解过程。

§ 13-2 同步发电机不对称运行时的相序电动势、相序电抗和等效电路

一、相序电动势 (phase-sequence e. m. f.)

发电机的励磁电动势是由于转子励磁磁通旋转在定子绕组中感应出来的。由于转子的旋转方向是由 A 轴→B 轴→C 轴, 所以感应的电动势相序为 A—B—C, 即正序电动势。如图 13-1 所示。由于没有反转的励磁磁通, 所以不会有负序电动势, 更不会有零序电动势。即

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A^+ &= \dot{E}_A \text{ (即正常运行中的 } \dot{E}_0) \\ \dot{E}_A^- &= 0 \\ \dot{E}_A^0 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (13-1)$$

二、相序电抗 (phase-sequence reactance)

在同步阻抗中, 电阻比同步电抗要小得多, 因此在计算电压时, 往往忽略电阻, 只有在考虑损耗时, 才考虑电阻。

1. 正序电抗和等效电路

同步电机正向旋转, 励磁绕组通入励磁电流, 电枢绕组端接入一对称负载, 即电枢绕组中流入一正序电流, 此时同步电机所表现的电抗称为正序电抗 (positive phase sequence reactance)。简单地说, 正序电抗是正序电流所遇到的电抗。

正序电流产生以同步速正向旋转的旋转磁场, 它和转子相对静止, 因此不在转子里感应电动势。这与正常对称运行时的情况完全一样, 因此正序电流所对应的电抗就是对称稳态运行时的同步电抗。即

$$x_1 = \begin{cases} x_s = x_\sigma + x_a & \text{(隐极机)} \\ x_d = x_\sigma + x_{ad} & \text{(凸极机)} \\ x_q = x_\sigma + x_{aq} & \end{cases} \quad (13-2)$$

对于凸极同步发电机。考虑到电枢电阻常远小于电抗, 短路电流中的正序分量基本为一感性的直轴电流, 即 $\dot{I} = \dot{I}_d$, 所以不对称短路时, 凸极机的正序电抗可近似地用 x_d 代替, 即 $x_1 \approx x_d$ (不饱和值)。正序磁场所对应的磁路和等效电路如图 13-2 所示。为了简便, 图 13-2(a) 中只画了 A 相绕组。

2. 负序电抗和等效电路

当转子正向旋转、励磁绕组短接、电枢绕组加上一组对称的负序电压时, 产生的负序电流所遇到的电抗称为负序电抗 (negative phase-sequence reactance)。

为了研究负序电抗, 必须分析负序磁场。当定子绕组中通过一组负序电流时, 它们产生的合成磁场转速在数值上等于同步速, 但转向与转子转向相反。因此定子负序磁场对转子的相对速度为 $-2n_1$, 它要切割转子绕组并在其中感应电动势, 电动势的频率为 $2f$ (倍频)。由于转子励磁绕组通过励磁机形成闭路, 阻尼绕组自身形成闭路, 所以倍频电动势在转子绕组中产生一倍频电流。该电流要产生以两倍频率脉振的磁动势 F_2 , 它对定子负序磁场产生影响, 相当于副边短路的变压器副边绕组磁动势要对原边绕组磁动势产生影响一样, 因此, 负序电流产生的磁

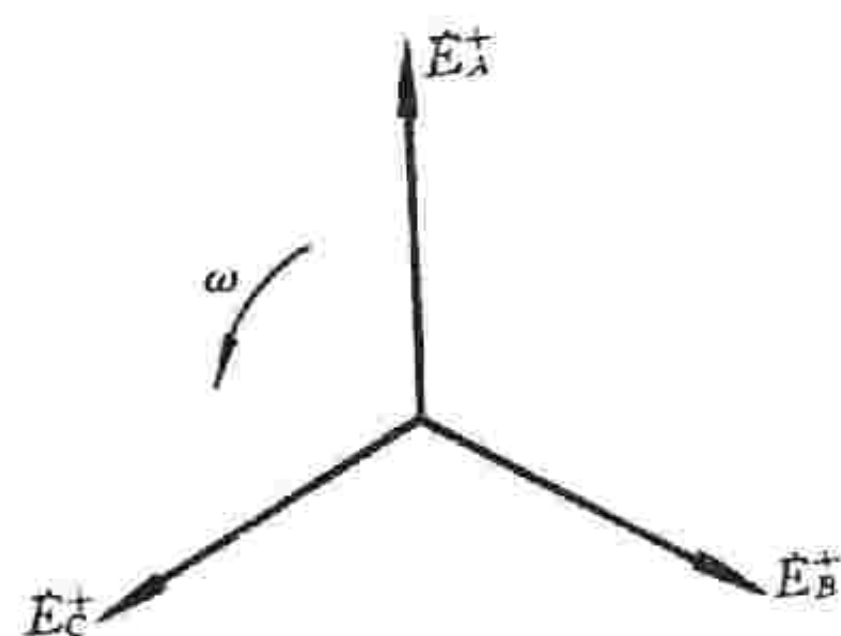


图13-1 正序电动势

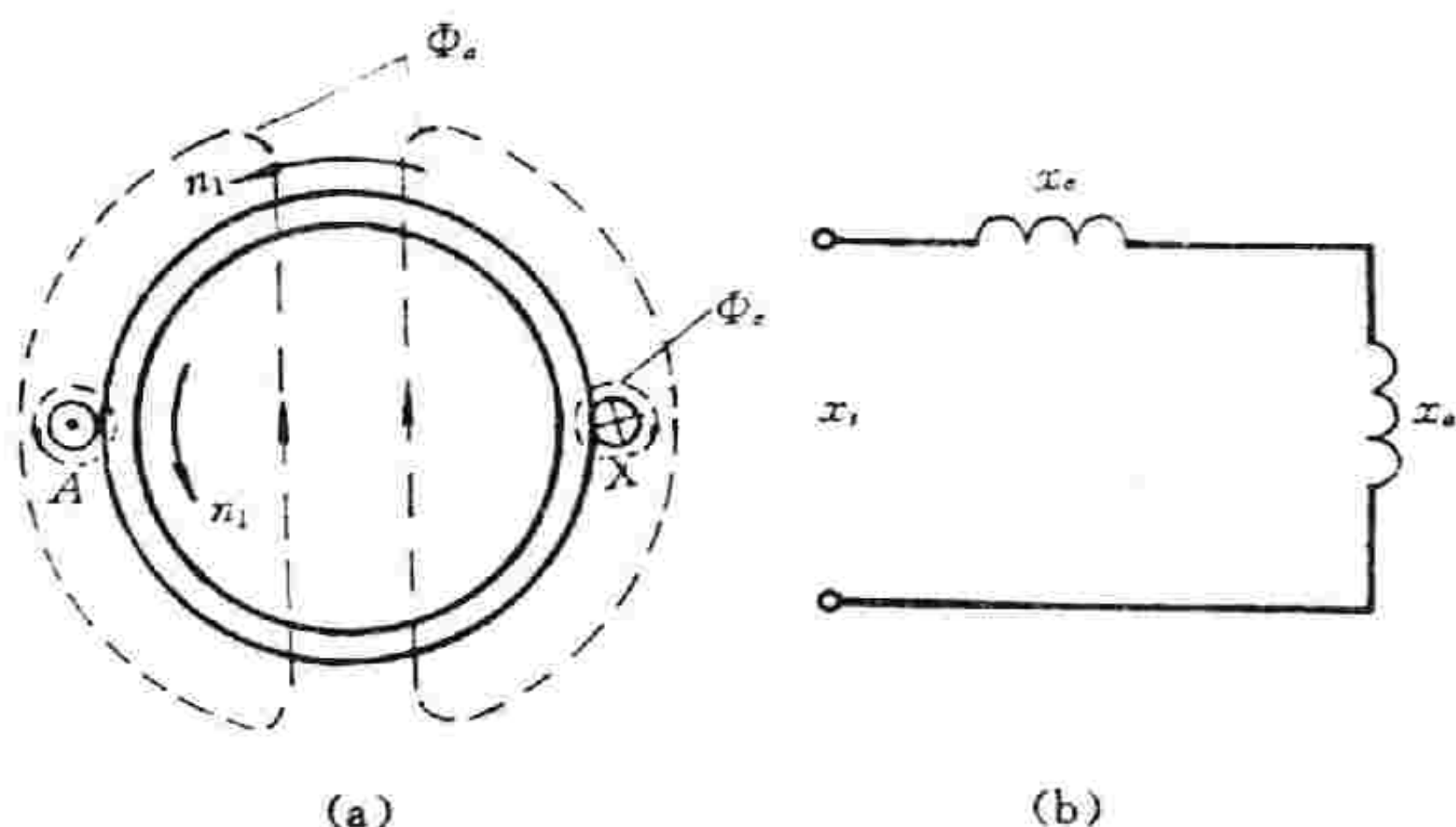


图13-2 正序磁场对应的磁路和等效电路

场包括：

(1) 定子漏磁场。负序电流产生的漏磁场与正序电流产生的漏磁场完全一样。因此对应的电抗也为 x_s 。

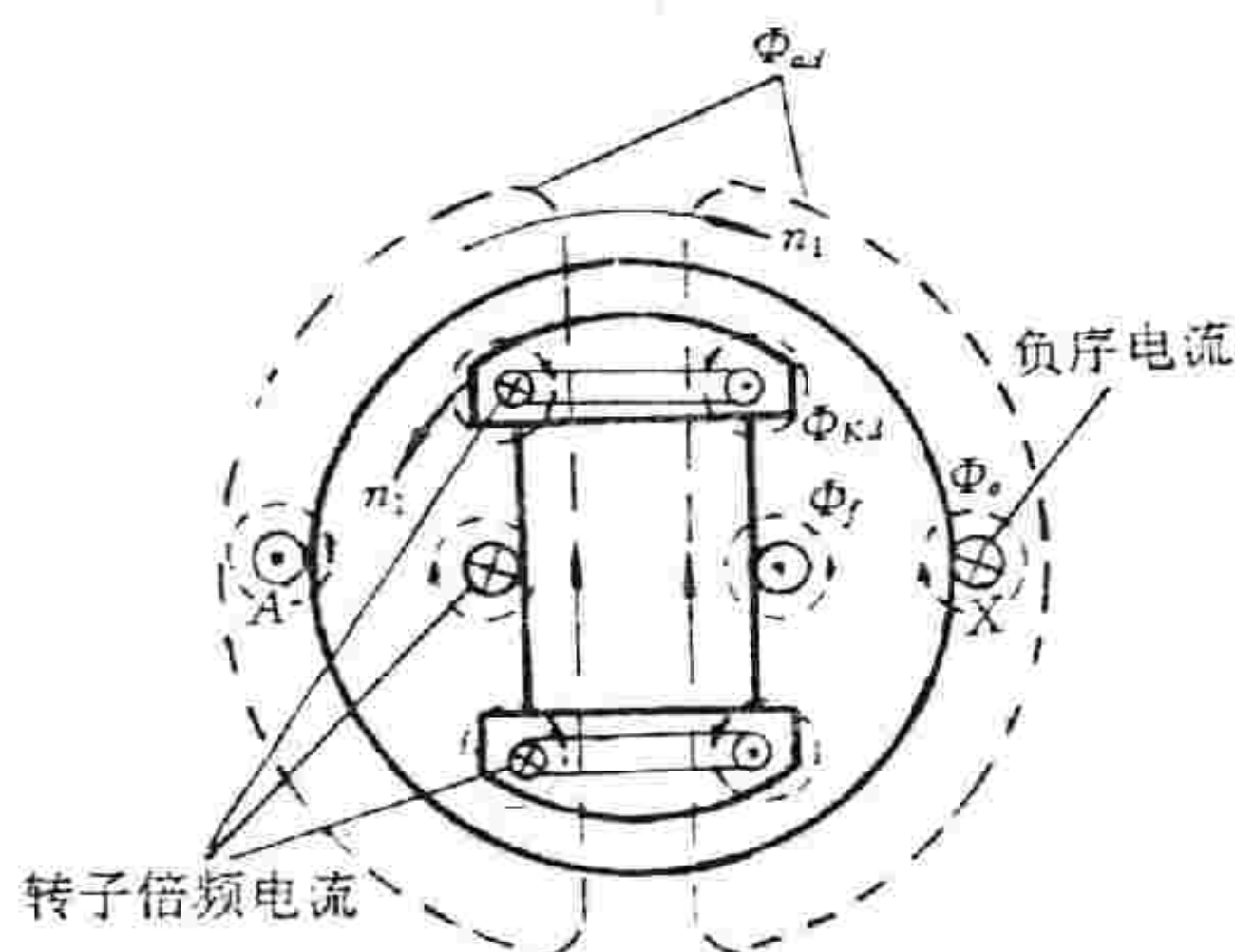


图13-3 负序磁场通过直轴示意图

轴阻尼绕组相交链，如图13-3所示。此时同步电机相当于一台副边短路的三绕组变压器。它们的电抗对应关系如表13-1。

表13-1

三绕组变压器	同 步 电 机
激磁电抗 x_m	负序直轴主磁通对应的电抗 x_{md}
原边漏抗 x_1	定子绕组负序电流对应的漏抗 x_s
第二绕组等效电抗 x'_2	励磁绕组倍频电流对应的漏抗 x_f (归算值)
第三绕组等效电抗 x'_3	直轴阻尼绕组倍频电流对应的漏抗 x_{kd} (归算值)

(2) 转子漏磁场。转子上有励磁绕组和阻尼绕组，在这些绕组中的倍频电流产生的漏磁通分别为 Φ_f 和 Φ_{kd} (见图13-3)，它们对应的漏电抗为 x_f 和 x_{kd} 。

应该注意的是由于转子电流为倍频，转子漏抗也为倍频电抗，为了作出等值电路，必须把它们归算为基频，如何进行频率归算，将在异步电机中讲述。这里我们认为 x_f 和 x_{kd} 都已归算为基频了。

(3) 合成负序磁场。它是逆着转子转向旋转的。如果是凸极电机，由于直轴和交轴磁阻不等，负序磁场转到直轴和交轴时所对应的电抗不一样。当合成负序磁场通过直轴时，它与定子绕组、转子励磁绕组和直

因此与三绕组变压器副边短路相似,可作出负序磁场通过直轴时的等效电路,如图13-4所示。图 a 是三绕组变压器等效电路,图 b 是同步电机负序磁场通过直轴时等效电路。

由等效电路可得直轴负序电抗(又称为直轴超瞬态电抗,用 x''_d 表示)。

$$x_{2d} = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{kd}}} = x''_d \quad (13-3)$$

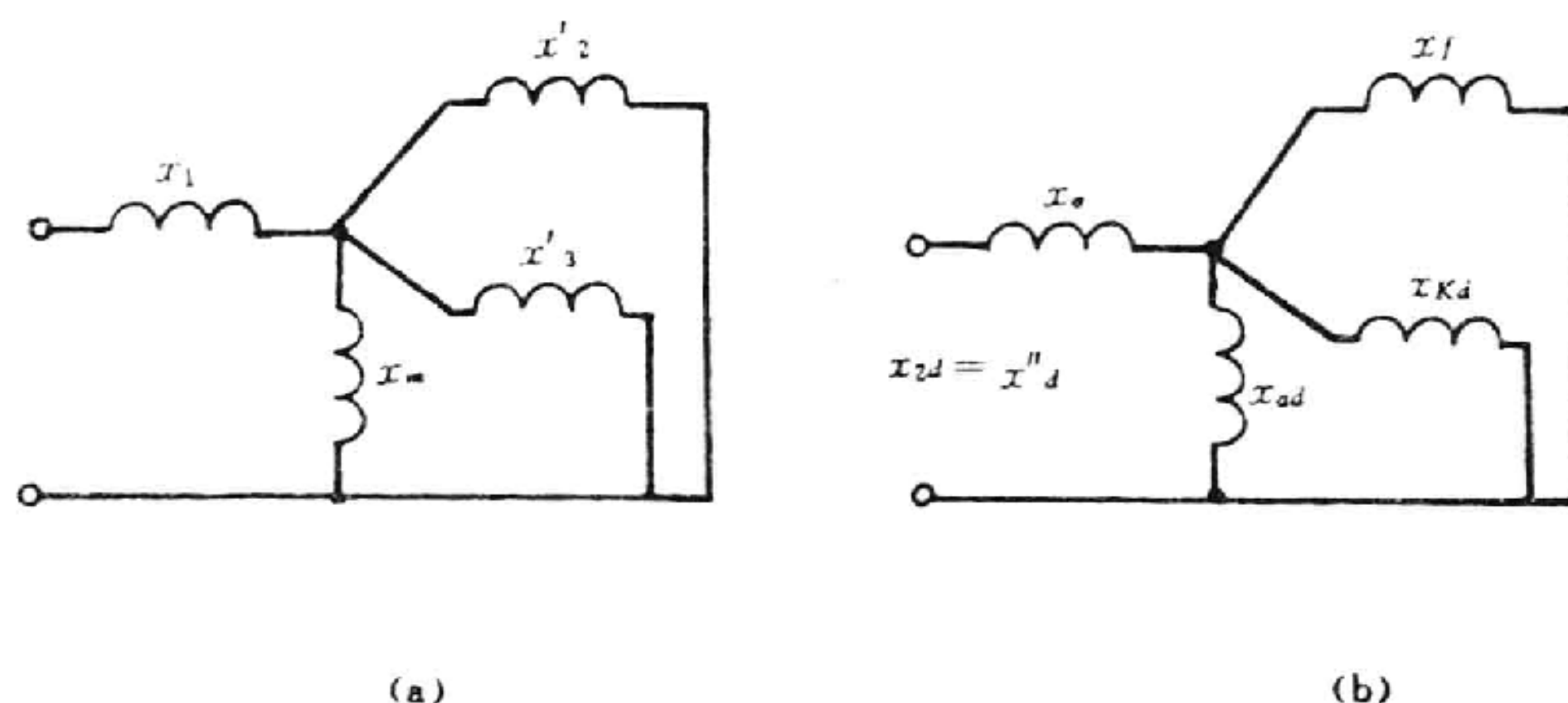


图13-4 同步电机负序磁场通过直轴时的等效电路

当负序合成磁场通过交轴时,它与定子绕组、转子交轴阻尼绕组相交链,如图13-5所示。它相当于一台副边短路的两绕组变压器,其等效电路如图13-6所示。

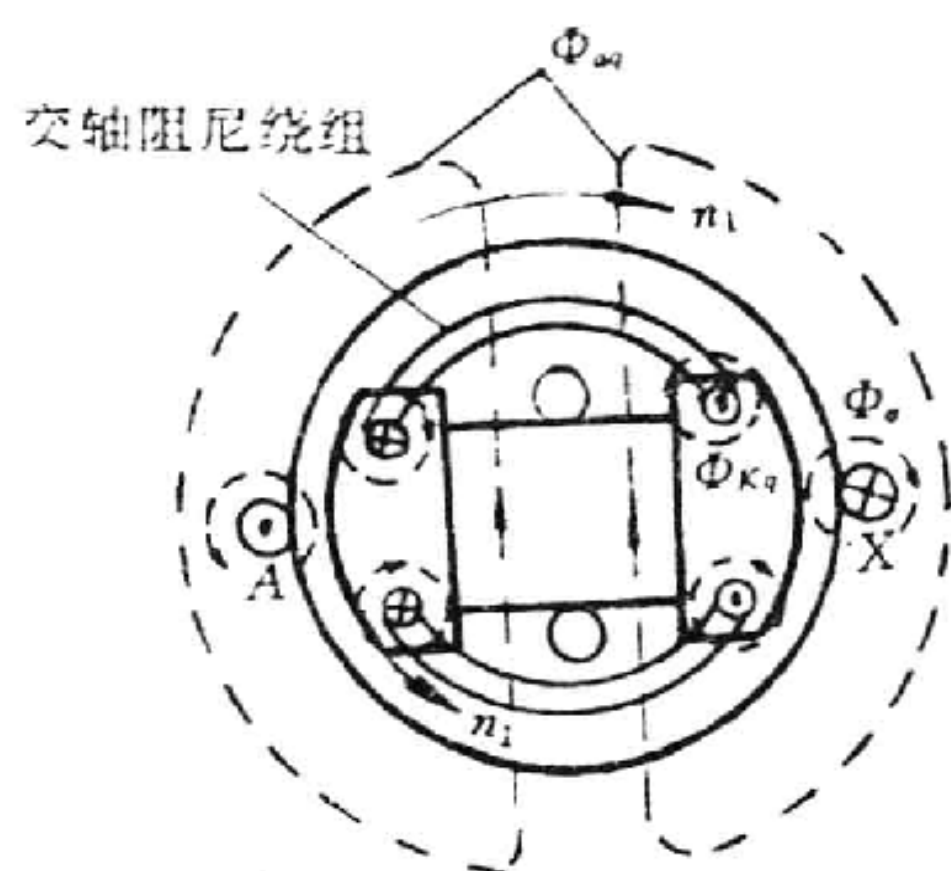


图13-5 负序磁场通过交轴示意图

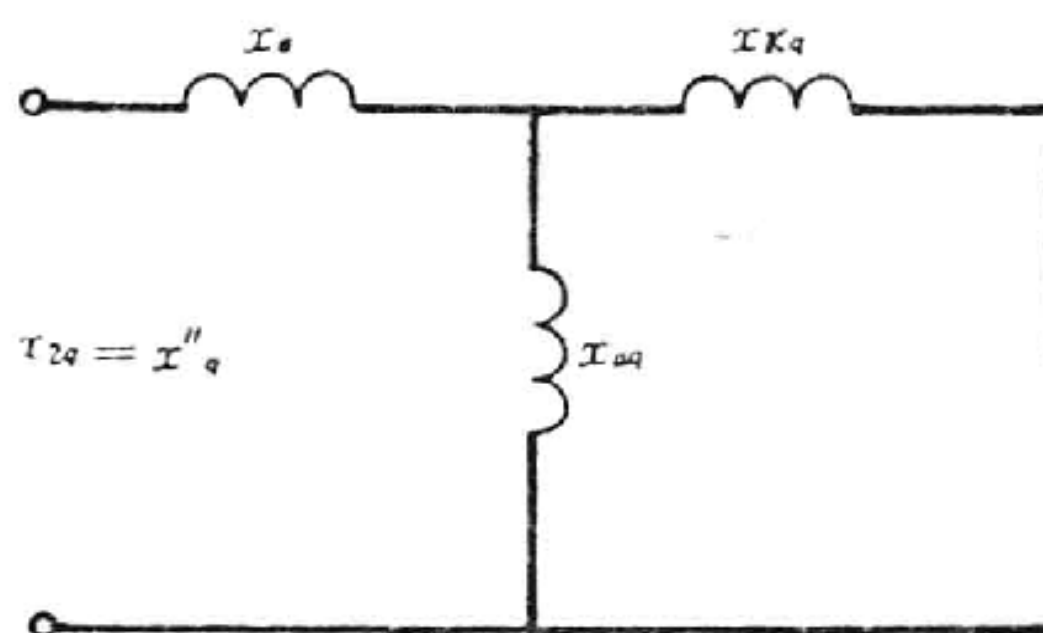


图13-6 同步电机负序磁场通过交轴时等效电路

因此,交轴负序电抗(又称为交轴超瞬态电抗,用 x''_q 表示)

$$x_{2q} = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{kd}}} = x''_q \quad (13-4)$$

由此可知:负序电抗是一个变化的值,负序磁场通过直轴时为 x_{2d} ,通过交轴时为 x_{2q} ,负序电抗在 x_{2d} 和 x_{2q} 之间变化,一般我们取它的平均值,即

$$x_2 = \frac{x_{2d} + x_{2q}}{2} = \frac{x''_d + x''_q}{2} \quad (13-5)$$

或
$$x_2 = \sqrt{x_{2d}x_{2q}} = \sqrt{x''_dx''_q} \quad (13-6)$$

式(13-5)为算术平均值, (13-6)为几何平均值。

如果电机没有阻尼绕组, 只要将图13-4(b)和图13-6中 x_{kd} 和 x_{kq} 支路断开, 即为直轴和交轴负序电抗对应的等效电路。其值为

$$x_{2d} = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f}} = x'_d \quad (13-7)$$

式中 x'_d 称为直轴瞬态电抗。

$$x_{2q} = x_s + x_{aq} = x_q \quad (13-8)$$

若为隐极同步发电机, 只要以 $x_{ad}=x_{aq}=x_s$ 代入即可求出 x_2 。

从等效电路可知:

$$x_s < x_2 < x_1$$

负序电抗比正序电抗要小, 这是由于转子绕组要感应出倍频电流, 根据楞次定律, 这些电流都产生削弱负序磁场的作用, 使气隙中合成负序磁场减小很多。因此, 负序电抗要小于正序电抗。如果阻尼绕组的阻尼作用(去磁作用)愈强, 则合成负序磁场愈弱, x_2 愈小。阻尼绕组的作用之一就是削弱负序磁场。汽轮发电机为整体转子, 负序磁场在转子铁心中感应很大的涡流(即阻尼电流), 所以它的负序电抗 x_2 很小。

对于汽轮发电机, 负序电抗的标么值 $x_2^* \approx 0.15$; 没有阻尼绕组的水轮发电机 $x_2^* \approx 0.40$; 有阻尼绕组的水轮发电机 $x_2^* \approx 0.25$ 。

3. 零序电抗

当转子正向旋转、励磁绕组短接、电枢绕组通过零序电流(三个相的电流同相同大小)时, 该电流所遇到的电抗称为零序电抗(zero phase-sequence reactance)。

由于各相的零序电流大小和相位相同, 所以它们所建立的三个脉振基波磁动势在时间上同相位, 而空间上彼此相差120°电度, 故基波合成磁动势为零。由此可知, 零序电流不会产生电枢反应基波磁动势和相应的磁通, 它只产生漏磁场, 所以零序电抗实质上为漏抗。不过, 对于双层短距绕组, 由于某些槽的上下层分别属于不同的相, 在这些槽里, 零序电流产生的漏磁通与正序电流产生的漏磁通在数值上就不一样, 一般前者小于后者, 其数值与绕组节距有关。因此零序电抗 x_0 小于 x_s , 即

$$x_0 < x_s$$

一般汽轮发电机的 $x_0^* \approx 0.056$, 水轮发电机的 $x_0^* \approx 0.085$ 。

三、负序电抗和零序电抗的测定

1. 负序电抗的测定

按图13-7接线, 其中励磁绕组被短接。转子由原动机拖到同步转速, 亦保持不变。在定子绕组上外施对称的额定频率的低电压, 外施电压的相序应使电枢磁场的旋转方向与转子转向相反。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 , 则可通过下式算出负序电抗值, 即

$$z_2 = \frac{U}{\sqrt{3} I}$$

$$r_2 = \frac{P}{3I^2}$$

$$x_2 = \sqrt{z_2^2 - r_2^2}$$

(13-9)

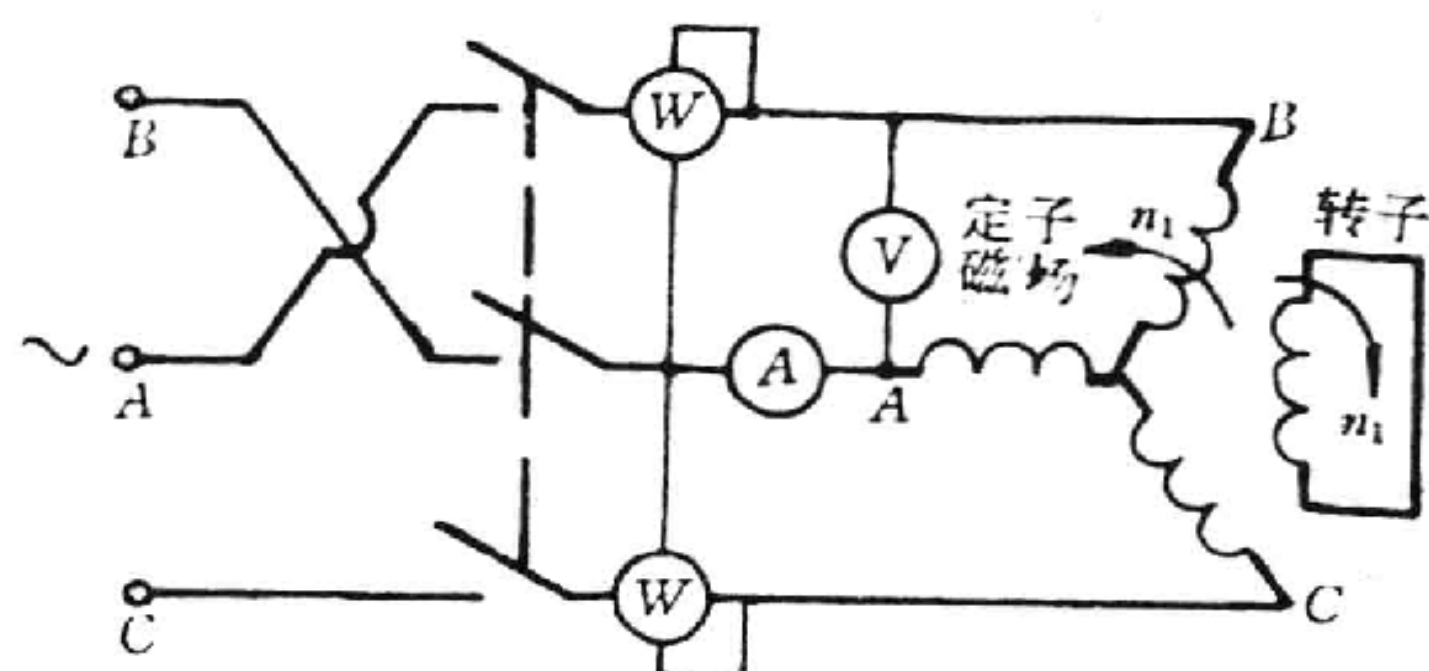


图13-7 负序电抗测定的试验线路

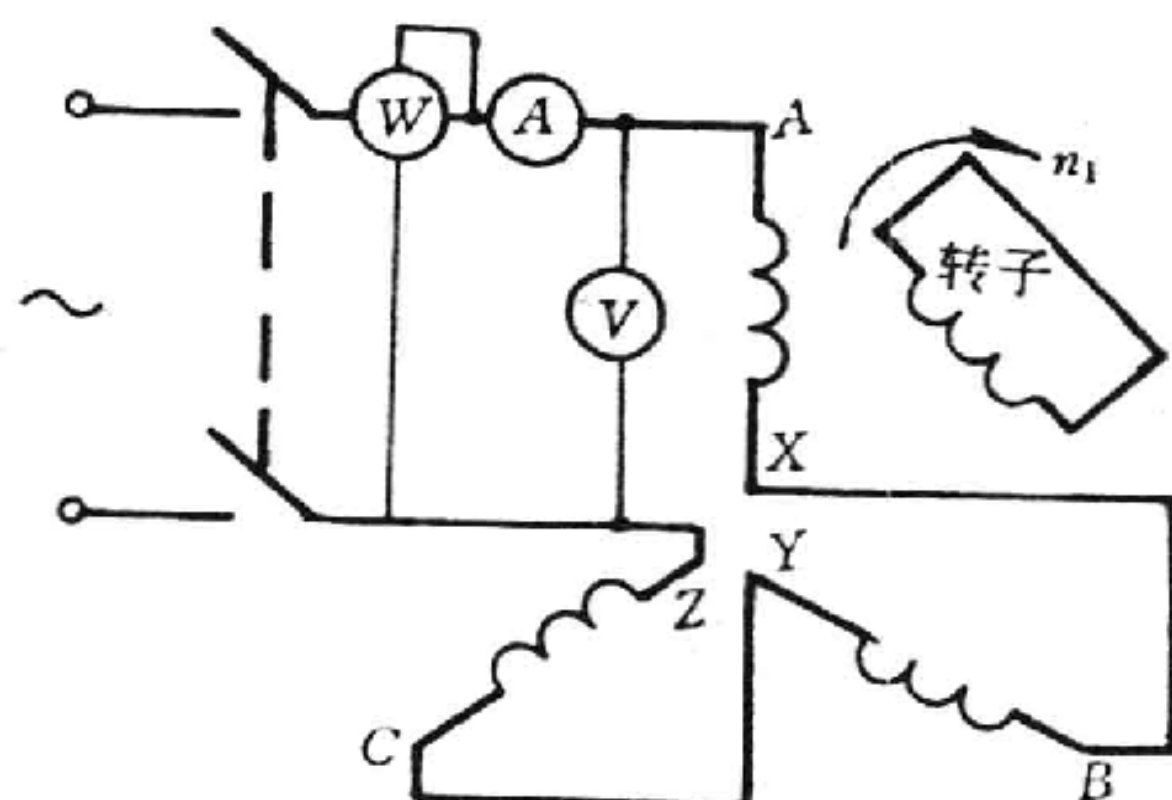


图13-8 零序电抗测定的试验线路

2. 零序电抗的测定

按图13-8接线,励磁绕组被短接,而将三相定子绕组首尾串接成开口三角形。将被试电机拖到额定转速,并在串接的定子绕组端加上额定频率的单相电压,调节其数值,使电枢电流为 $(0.05 \sim 0.25)I_N$ 左右,测量电压 U 、电流 I 和输入功率 P ,则可通过下式算出零序电抗值。即

$$z_0 = \frac{U}{3I}$$

$$r_0 = \frac{P}{3I^2}$$

(13-10)

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}$$

如果定子绕组只有四个出线端,也可将三相绕组并联加上单相电压进行测量。

四、相序方程式和相序等效电路

由于正序、负序和零序系统都是对称系统,因此只要写出一相的方程式和画出一相等效电路就可以了。

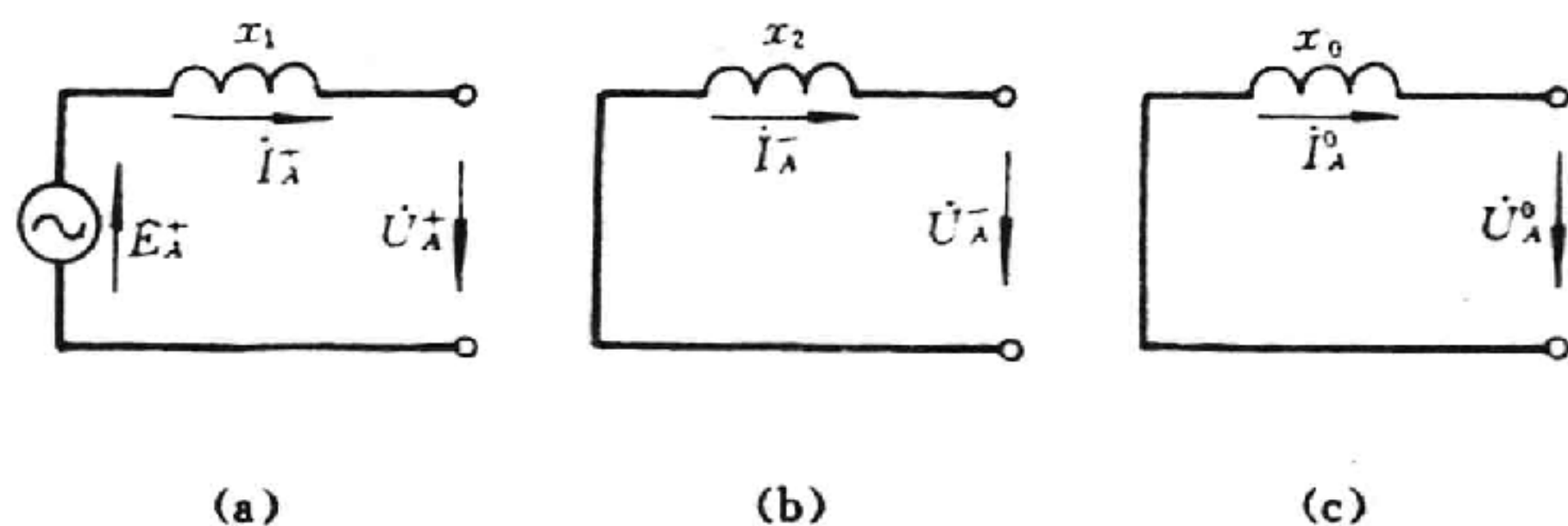


图13-9 各序等效电路

根据相序电动势和相序电抗可分别画出正序、负序和零序等效电路,如图13-9所示。它们

对应的方程式为

$$\begin{aligned}\dot{U}_A^+ &= \dot{E}_A^+ - j\dot{I}_A^+ x_1 \\ \dot{U}_A^- &= -j\dot{I}_A^- x_2 \\ \dot{U}_A^0 &= -j\dot{I}_A^0 x_0\end{aligned}\quad (13-11)$$

根据(13-11)式,即可写出一相的电压方程式为

$$\begin{aligned}U_A &= \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 \\ &= \dot{E}_A^+ - j\dot{I}_A^+ x_1 - j\dot{I}_A^- x_2 - j\dot{I}_A^0 x_0\end{aligned}\quad (12-12)$$

§ 13-3 同步发电机的不对称运行分析实例

利用对称分量和相序等效电路就可分析各种不对称运行情况,下面通过三个不对称稳态短路实例,来说明不对称运行的一般求解方法。

一、单相对中点短路

规定正方向如图13-10所示。

第一步:列出边界条件:

$$\left. \begin{aligned}\dot{I}_A &= \dot{I}_{K1} \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_C = 0 \\ \dot{U}_A &= 0\end{aligned} \right\} \quad (13-13)$$

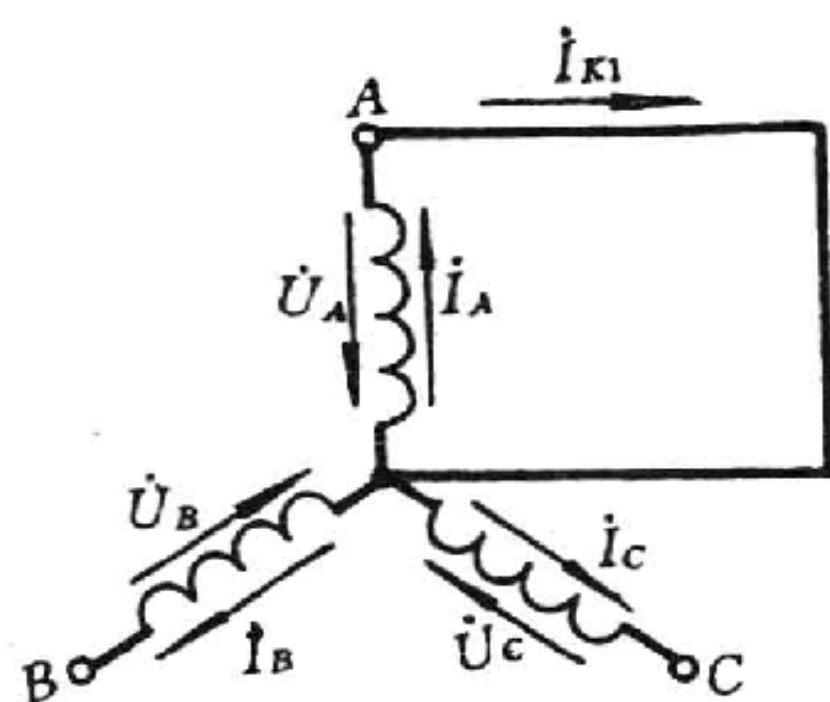


图13-10 单相对中点短路

第二步:利用对称分量法求出各序电流分量。

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_{K1} \\ \dot{I}_{K1} \\ \dot{I}_{K1} \end{bmatrix} \quad (13-14)$$

又

$$\dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = 0 \quad (13-15)$$

第三步:根据(13-14)和(13-15)两式作出同步发电机单相对中点短路的等效电路,如图13-11所示。

第四步:根据图13-11等效电路求出各序电流,然后求出短路电流。

$$\begin{aligned}\dot{I}_A^+ &= \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 \\ &= \frac{\dot{E}_A^+}{jx_1 + jx_2 + jx_0} \\ &= -j \frac{\dot{E}_A^+}{(x_1 + x_2 + x_0)}\end{aligned}\quad (13-16)$$

所以

$$\dot{I}_{K1} = 3\dot{I}_A^+ = -j \frac{3\dot{E}_A^+}{(x_1 + x_2 + x_0)} \quad (13-17)$$

第五步:求出 B、C 相电压

把(13-16)式代入(13-11)式,有

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A^+ &= \dot{E}_A^+ - j \frac{\dot{E}_A^+}{j(x_1 + x_2 + x_0)} x_1 \\ &= \frac{\dot{E}_A^+ (x_2 + x_0)}{x_1 + x_2 + x_0} \\ \dot{U}_A^- &= -j \frac{\dot{E}_A^+}{j(x_1 + x_2 + x_0)} x_2 \\ &= \frac{-\dot{E}_A^+ x_2}{x_1 + x_2 + x_0} \\ \dot{U}_A^0 &= -j \frac{\dot{E}_A^+}{j(x_1 + x_2 + x_0)} x_0 \\ &= \frac{-\dot{E}_A^+ x_0}{x_1 + x_2 + x_0} \end{aligned} \right\} \quad (13-18)$$

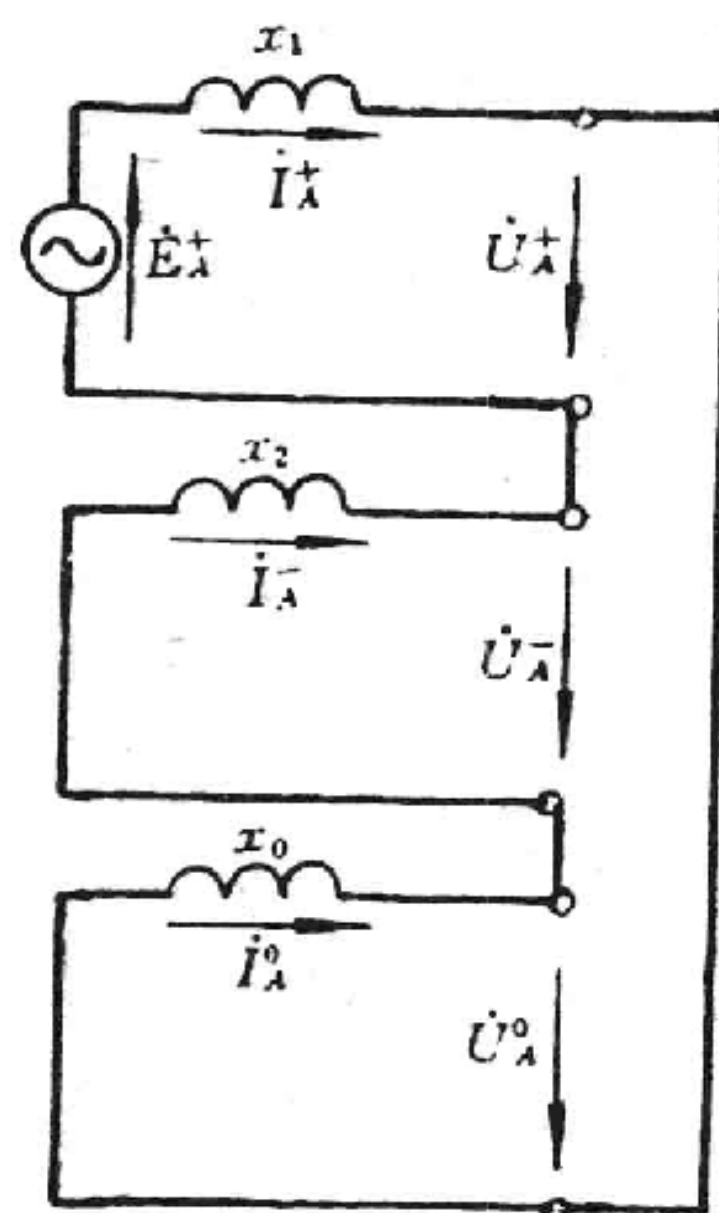


图13-11 单相对中点短路等效电路

于是即可写出 B、C 相的电压表达式为

$$\begin{aligned} \dot{U}_B &= a^2 \dot{U}_A^+ + a \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 \\ &= \frac{\dot{E}_A^+}{x_1 + x_2 + x_0} [x_2(a^2 - a) + x_0(a^2 - 1)] \end{aligned} \quad (13-19)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_C &= a \dot{U}_A^+ + a^2 \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 \\ &= \frac{\dot{E}_A^+}{x_1 + x_2 + x_0} [x_2(a - a^2) + x_0(a - 1)] \end{aligned} \quad (13-20)$$

二、两相间短路

规定正方向如图13-12所示。

第一步:列出过界条件

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= 0 \\ \dot{I}_B &= -\dot{I}_C = \dot{I}_{k2} \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C = 0 \end{aligned} \right\} \quad (13-21)$$

第二步:利用对称分量法求各序电流和电压

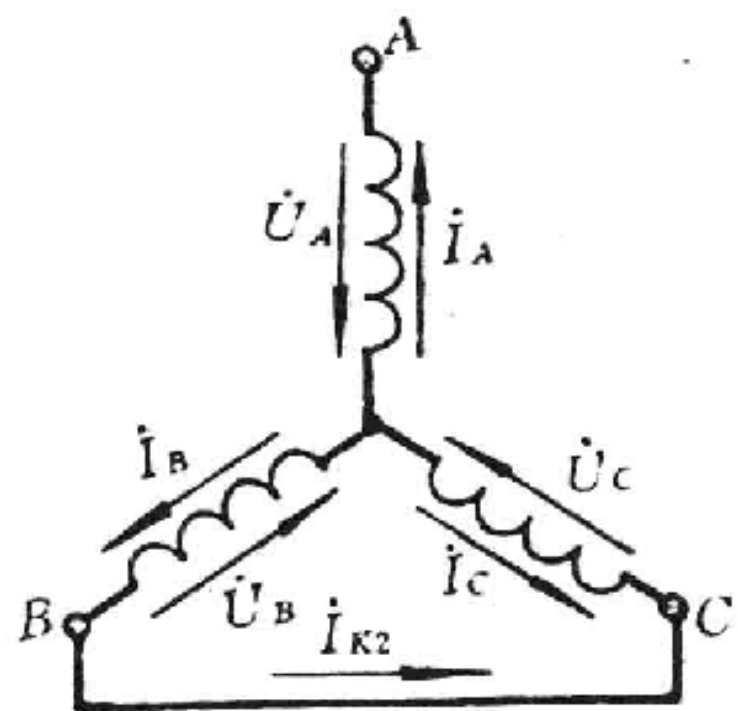


图13-12 两相间短路

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} a\dot{I}_B - a^2\dot{I}_C \\ a^2\dot{I}_B - a\dot{I}_C \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} (a - a^2)\dot{I}_B \\ (a^2 - a)\dot{I}_B \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} j\sqrt{3}\dot{I}_{k2} \\ -j\sqrt{3}\dot{I}_{k2} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \left. \begin{aligned} \dot{I}_A^+ &= -\dot{I}_A^- = j\frac{\sqrt{3}}{3}\dot{I}_{k2} \\ \dot{I}_A^0 &= 0 \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (13-22)$$

由此可知

由于 $\dot{I}_A^0 = 0$, 所以 $\dot{U}_A^0 = 0$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_A^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C \\ \dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C \end{bmatrix}$$

由此可知

$$\dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^- \quad (13-23)$$

第三步:作出各序等效电路,并根据(13-22)、(13-23)两式作出同步发电机相间短路时的等效电路,如图13-13所示。

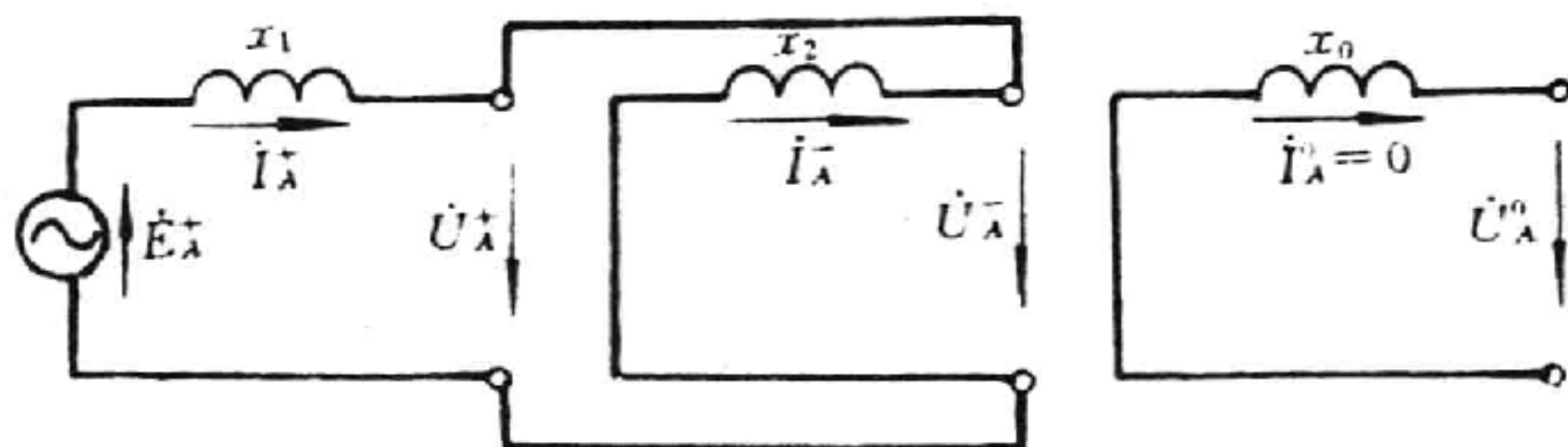


图13-13 两相短路等效电路

第四步:根据等效电路求短路电流

$$\dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^- = \frac{\dot{E}_A^+}{j(x_1 + x_2)} = -j \frac{\dot{E}_A}{x_1 + x_2} \quad (13-24)$$

$$\dot{I}_{A2} = \dot{I}_B = \dot{I}_B^+ + \dot{I}_B^- + \dot{I}_B^0 = a^2\dot{I}_A^+ + a\dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0$$

以式(13-24)代入,且 $\dot{I}_A^0 = 0$ 得

$$\begin{aligned} \dot{I}_{A2} &= a^2 \left(-j \frac{\dot{E}_A^+}{x_1 + x_2} \right) + a \left(j \frac{\dot{E}_A^+}{x_1 + x_2} \right) \\ &= -j \frac{\dot{E}_A^+}{x_1 + x_2} (a^2 - a) = -\frac{\sqrt{3} \dot{E}_A}{x_1 + x_2} \end{aligned} \quad (12-25)$$

第五步:求各相电压

以式(13-24)代入相序方程式(13-11),并加以整理,得

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A^+ &= \frac{\dot{E}_A x_2}{x_1 + x_2} \\ \dot{U}_A^- &= \frac{\dot{E}_A x_2}{x_1 + x_2} \end{aligned} \right\} \quad (13-26)$$

故未短路相(即 A 相)的电压为

$$\dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- = \dot{E}_A \frac{2x_2}{x_1 + x_2} \quad (13-27)$$

短路相的电压则为

$$\begin{aligned} \dot{U}_B = \dot{U}_C &= \dot{U}_B^+ + \dot{U}_B^- = a^2\dot{U}_A^+ + a\dot{U}_A^- = (a^2 + a)\dot{U}_A^+ \\ &= -\dot{U}_A^+ = -\frac{1}{2}\dot{U}_A = -\dot{E}_A \frac{x_2}{x_1 + x_2} \end{aligned} \quad (13-28)$$

通过以上两例和三相稳态短路电流进行比较可知:

三相稳态短路电流:

$$I_{k3} = \frac{E_A}{x_d} = \frac{E_A}{x_1}$$

两相稳态短路电流:

$$I_{k2} = \frac{\sqrt{3} E_A}{x_1 + x_2}$$

单相稳态短路电流:

$$I_{k1} = \frac{3E_A}{x_1 + x_2 + x_0}$$

由于同步电机一般 x_1 比 x_2, x_0 大得多, 在忽略 x_2 和 x_0 后, 当励磁电流相同时, 不同稳态短路下短路电流值的近似关系为

$$I_{k1} : I_{k2} : I_{k3} = 3 : \sqrt{3} : 1$$

上述关系表明, 在同样励磁电动势 E_0 下, 单相稳态短路电流最大, 两相短路次之, 而三相短路时最小。实际上由于运行方面的需要, 大型同步发电机中点往往通过接地电阻或电抗线圈接地, 因此, 实际上单相稳态短路电流往往并不是最大的。

三、两相对中点短路

规定正方向如图13-14所示。

第一步: 列出边界条件

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= 0 \\ \dot{I}_B + \dot{I}_C &= \dot{I}_{K0} \\ \dot{U}_B &= \dot{U}_C = 0 \end{aligned} \right\} \quad (13-29)$$

第二步: 利用对称分量法求各序电压。

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_A^- \\ \dot{U}_A^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \end{bmatrix} \quad (13-30)$$

又

$$\dot{I}_A = \dot{I}_A^+ + \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 = 0 \quad (13-31)$$

第三步: 作出各序等效电路, 并根据(13-30)、(13-31)两式作出同步发电机两相对中点短路等效电路如图(13-15)所示。

第四步: 根据等效电路求电流

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A^+ &= \frac{\dot{E}_A}{j(x_1 + \frac{x_2 x_0}{x_2 + x_0})} = -j \frac{\dot{E}_A(x_2 + x_0)}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} \\ \dot{I}_A^- &= -\dot{I}_A^+ \frac{x_0}{x_2 + x_0} = j \frac{\dot{E}_A x_0}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} \\ \dot{I}_A^0 &= -\dot{I}_A^+ \frac{x_2}{x_2 + x_0} = j \frac{\dot{E}_A x_2}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} \end{aligned} \right\} \quad (13-32)$$

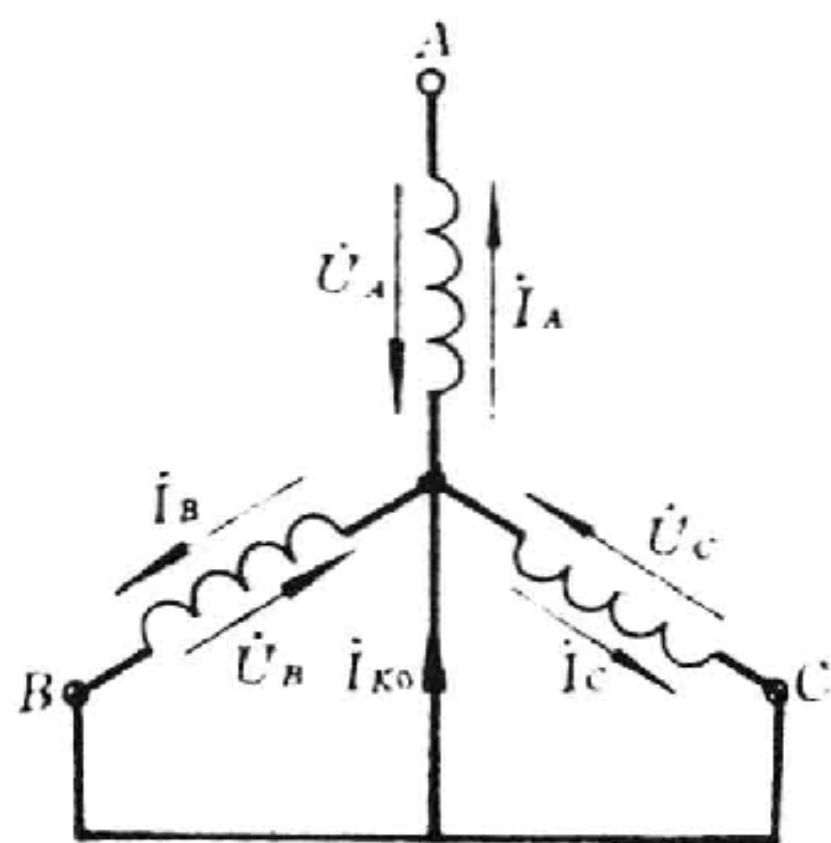


图13-14 两相对中点短路

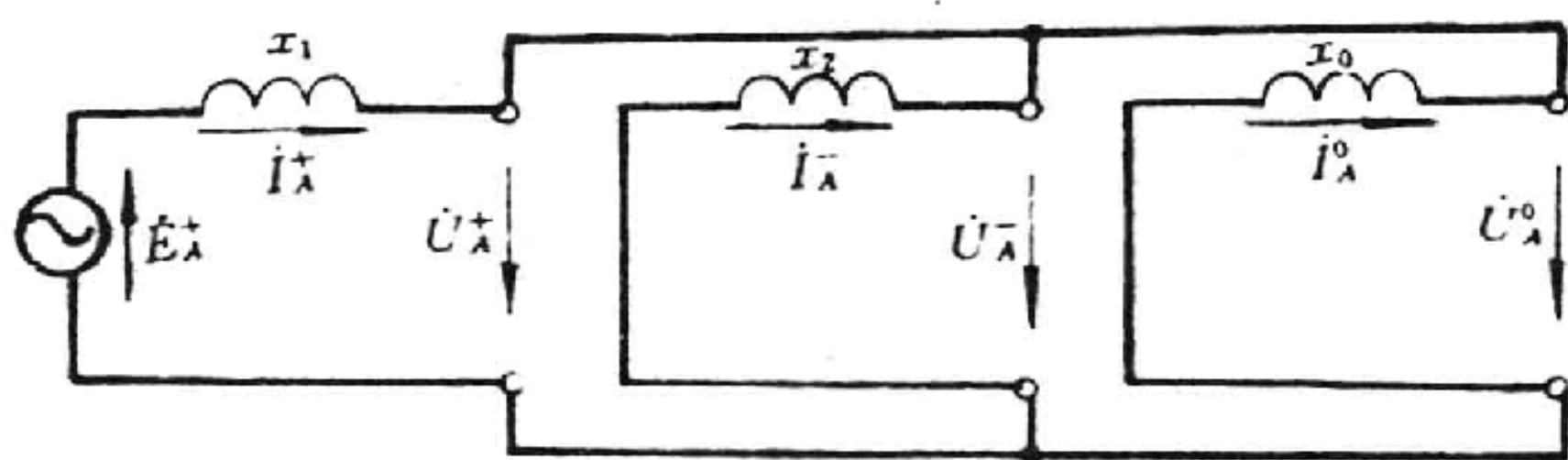


图13-15 两相对中点短路等效电路

$$\begin{aligned}
 I_B &= \dot{I}_B^+ + \dot{I}_B^- + \dot{I}_B^0 = a^2 \dot{I}_A^+ + a \dot{I}_A^- + \dot{I}_A^0 \\
 &= \frac{j\dot{E}_A}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} [x_2(1-a^2) + x_0(a-a^2)]
 \end{aligned} \quad (13-33)$$

同理可得

$$\dot{I}_C = \frac{j\dot{E}_A}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} [x_2(1-a) + x_0(a^2-a)] \quad (13-34)$$

两相对中点短路电流为

$$\begin{aligned}
 I_{\Delta 0} &= \dot{I}_B + \dot{I}_C \\
 &= \frac{j3\dot{E}_A x_2}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0}
 \end{aligned} \quad (13-35)$$

第五步：求开路相电压

以式(13-32)中 $\dot{I}_A^+$ 代入相序方程式(13-11)中的 $\dot{U}_A^+$ ，可得

$$\dot{U}_A^+ = \dot{E}_A^+ - j\dot{I}_A^+ x_1 = \frac{\dot{E}_A x_2 x_0}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0}$$

由式(13-30)可知开路相电压为

$$\dot{U}_A = 3\dot{U}_A^+ = \frac{3\dot{E}_A x_2 x_0}{x_1 x_2 + x_1 x_0 + x_2 x_0} \quad (13-36)$$

§ 13-4 不对称运行的影响

一、引起转子过热

不对称运行时定子负序电流所产生的负序旋转磁场对转子有两倍同步速的相对速度，将在励磁绕组、阻尼绕组以及整块转子的表面感应倍频电流，这些电流在相应的部分引起损耗和发热，特别是汽轮发电机的转子散热条件差，容易过热而烧坏。

二、使电机发生振动

在不对称负载时，由于负序旋转磁场相对于转子磁场以两倍同步速旋转，它们相互作用将产生100Hz的交变电磁转矩，这一转矩同时作用在转子轴和定子机座上，并引起频率为每秒100次的振动，有可能对机座结构造成损害。

三、对通讯线路产生干扰

不对称运行时，将在定子绕组中引起一系列奇次谐波，如果这些高次谐波电流通过输电

线,将对输电线近平行的通信线路产生干扰。

四、导致电网电压不对称,对用户产生危害

电网电压不对称,对电网中的主要负载异步电动机影响最严重。当异步电动机接到不对称电源时,也将在气隙中产生负序旋转磁场,导致异步电动机的电磁转矩、输出功率和效率的降低,还将和同步发电机一样引起转子过热。

由此可见,不对称运行所产生的影响,主要是由负序电流所造成的。因此对同步发电机允许不对称的程度有明确的规定。为了减少负序磁场,对于水轮发电机都装设阻尼绕组。汽轮发电机的整块转子本身就有阻尼作用。利用阻尼绕组的去磁作用来削弱负序磁场。

小 结

本章主要讲了三个问题:(1)用对称分量法分析三相同步电机的不对称稳态运行;(2)同步发电机三种相序电抗的物理意义及其负序电抗和零序电抗的测定方法;(3)三相同步发电机不对称运行对电机的影响及其改进措施。

应用对称分量法分析三相同步发电机的不对称运行时和变压器一样,也是先根据各相序的基本方程式和不对称运行在负载端的边界条件解出电压、电流和各相序分量,然后应用迭加原理求出各相电压和电流。

关于发电机的各序电抗问题,正序电抗就是对称运行时的同步电抗。负序电抗比较复杂,与变压器完全不同。变压器是静止电器,故负序电抗等于正序电抗,而同步电机中由于有转子旋转方向问题,因此对定子的正序电流和负序电流就有不同的反应,使得正、负序电抗不相等。在一定的定子负序磁动势下,由于转子感应电流起着削弱负序磁场作用而使定子绕组中的负序感应电动势减小,使得 $x_2 < x_1$ 。零序电流不建立基波气隙磁通,故零序电抗 x_0 的性质是漏电抗。由于零序三相电流同相,它所引起的零序电动势比正序的小,并和绕组节距情况有关,其结果是 $x_0 < x_1$ 。

不对称运行对电机的影响主要是转子发热和电机振动。如电机转子采用较强的阻尼系统则可改善这种情况。

第十四章 同步发电机的三相突然短路

本章重点内容: 1. 了解按超导体回路磁链守恒原理分析同步发电机三相突然短路时电机内部的物理过程。
2. 掌握瞬态电抗、超瞬态电抗及有关时间常数的物理意义及测定方法。

§ 14-1 概 述

稳态短路时,同步发电机的短路电流并不很大,但在突然短路(*sudden short circuit*)时,短路电流的峰值却可达到额定电流的十几到二十几倍之多。这样大的电流将在电机内部产生极大的电磁力,使定子端部受到损伤。因此,突然短路的瞬态过程虽然很短,但对同步发电机来说却是一个相当严重的过程。

为什么突然短路时定子会有这样大的短路电流呢?

如前所述,在三相稳态短路时,电枢磁场是一个恒幅、同步旋转的圆形旋转磁场,转子绕组中不会感应电动势和电流。而三相突然短路时,情况有很大差别。此时电枢电流和电枢旋转磁动势的幅值是随时间而变化的。从而使定、转子绕组之间有类似于变压器的作用。也就是说,这一幅值变化的电枢磁场将在转子绕组中产生感应电动势和电流。此电流反过来又影响定子绕组中的电流。这种定、转子绕组之间的相互影响,使突然短路后的过渡过程变得十分复杂,这也是三相突然短路区别于三相稳态短路的根本原因。

三相突然短路的严格分析,需要求解一系列多回路的微分方程式,而由于转子电路和磁路上的不对称性,使问题变得更为复杂,需要开设专门课程来分析。本章主要从磁链守恒原理出发,说明突然短路时同步发电机内部的物理过程,并由此导出同步发电机的瞬态参数和短路电流方程式。

§ 14-2 超导体闭合回路磁链守恒原理

图14-1(a)为一没有能源的超导体(即电阻为零的导体)回路,设外磁极对线圈作往返运动,则与线圈交链的磁链为时间的函数,表示为 $\psi_1(t)$,由于 $\psi_1(t)$ 的变化,在线圈里要感应电动势,若规定感应电动势和电流正方向与磁链正方向符合右手螺旋定则,则线圈中感应电动势为

$$e = - \frac{d\psi_1(t)}{dt} \quad (14-1)$$

当磁极往下运动时,突然把线圈短路,如图14-1(b)所示。根据楞次定律,在线圈里要产生电流 i , i 的实际方向应该是产生一个自感磁链 $\psi_2(t)$ 以阻止 $\psi_1(t)$ 的变化。 $\psi_2(t)$ 与 i 的关系

$$\psi_2(t) = Li \quad (14-2)$$

式中 L 为线圈的自感系数。

由 $\psi_2(t)$ 产生的自感电动势为

$$e_L = - \frac{d\psi_2(t)}{dt} = - L \frac{di}{dt} \quad (14-3)$$

由于线圈的电阻为零,故得此时回路的电动势方程式为

$$\sum e = e + e_L = ir = 0$$

$$\text{或} \quad - \frac{d\psi_1(t)}{dt} - \frac{\psi_2(t)}{dt} = 0$$

$$\text{即} \quad \frac{d}{dt} [\psi_1(t) + \psi_2(t)] = 0$$

因此 $\psi_1(t) + \psi_2(t) = C$

设初始条件为 $t=0^-$ (短路前瞬间) 时, $\psi_1(t) = \psi_1(0)$, $\psi_2(t) = 0$, 则可得

$$C = \psi_1(0)$$

于是

$$\psi_1(t) + \psi_2(t) = \psi_1(0) \quad (14-4)$$

上式的意义是:在磁场中的超导体回路短路后,无论交链回路的外磁场如何变化,任何瞬间的总磁链 $\psi_1(t) + \psi_2(t)$ 总是等于短路前瞬间的磁链值 $\psi_1(0)$ 不变,这就是超导体回路磁链守恒原理。

在图14-1(a)中磁极对超导体闭合回路的磁链数 $\psi_1 = +5$,在图14-1(b)中,由于磁极向下移动,使该磁链减为 $\psi_1 = +3$,于是感应电流方向为正,并产生正的磁链 $\psi_2 = +2$ 来补偿 ψ_1 的减少,使总磁链仍为5而保持不变。如果外磁极位置不再改变,则短路电流 i 及其磁链 ψ_2 也将不变;由于超导体闭合回路没有电阻,这个恒定电流 i 并不消耗任何能量,它能在闭合回路中永远不衰减地流动下去。

短路线圈中的电流为

$$i = \frac{\psi_2(t)}{L} = \left[- \frac{\psi_1(t)}{L} \right] + \left[\frac{\psi_1(0)}{L} \right] = i_- + i_+ \quad (14-5)$$

其中 $i_- = \frac{-\psi_1(t)}{L}$ ——它是由于 $\psi_1(t)$ 交变产生的,所以 i_- 为交流分量(或称周期分量), i_- 产生的磁链 $-\psi_1(t)$ 用来抵消外磁链 $\psi_1(t)$ 。

$i_+ = \frac{\psi_1(0)}{L}$ ——由于 $\psi_1(0)$ 为一恒值,所以产生该磁链的电流 i_+ 为直流分量(或称非周期分量)。它是用来维持短路前瞬间的磁链 $\psi_1(0)$ 不变的。

实际上,在常用的非超导体闭合回路中,由于 $r \neq 0$,回路中有一定的能量消耗,它使线圈里的电流和磁链要发生衰减。磁链的衰减规律为

$$\psi = \psi_1(0) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (14-6)$$

相应地,线圈里直流分量的衰减规律为:

$$i_+ = I_+ e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (14-7)$$

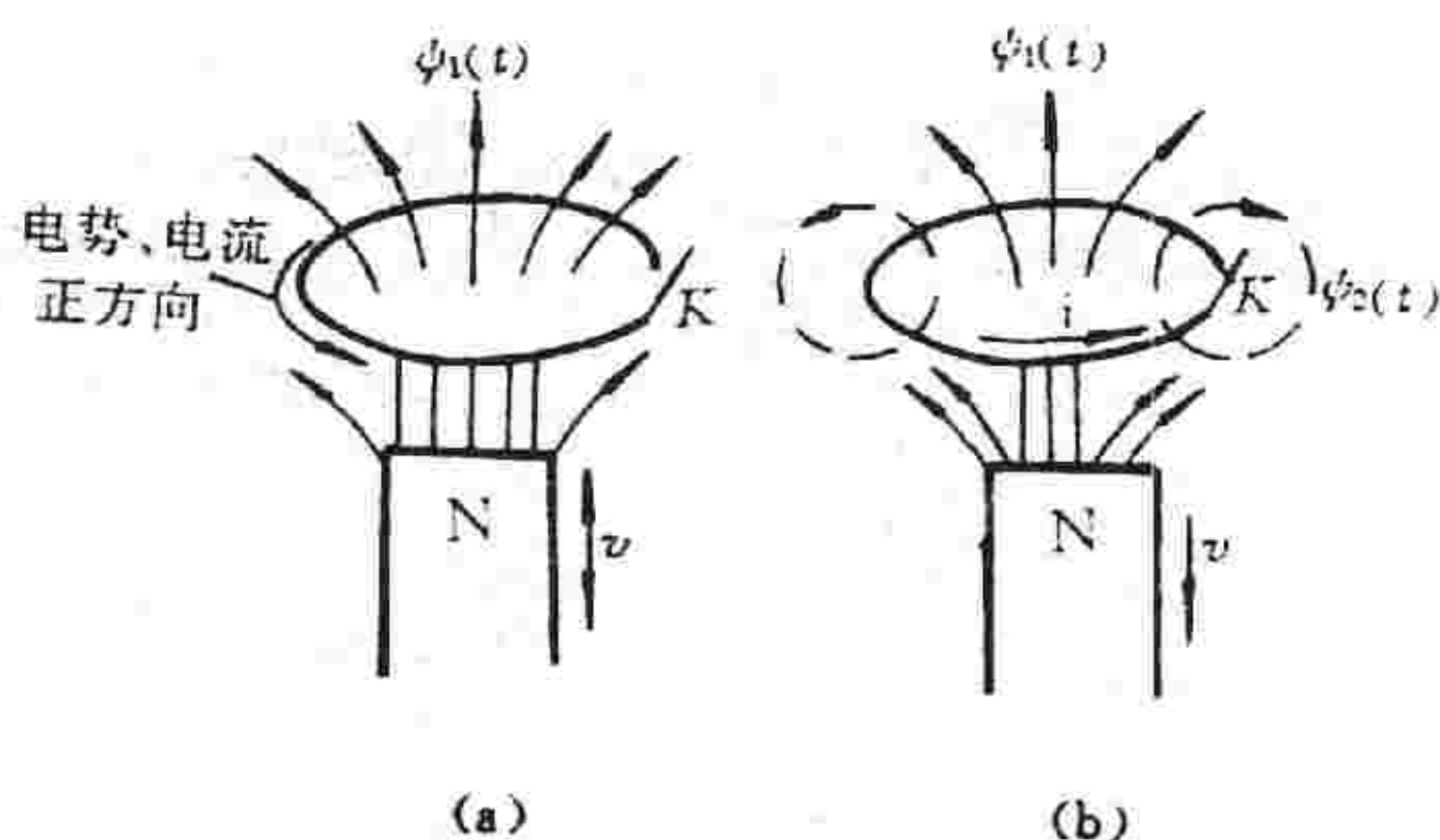


图14-1 超导体闭合回路磁链守恒原理

式中 $I_- = \frac{\psi_1(0)}{L}$ 为 $t=0$ 时直流分量的起始值。

$T = \frac{L}{r}$ 为衰减的时间常数。

以上讨论的是一个孤立线圈情况。若周围还有其它线圈,这个线圈除了自感磁链外,还应包括其它线圈对它的互感磁链,这时保持这个线圈磁链不变的电流,除了它本身的电流外,还必须考虑其它线圈的电流。同步发电机的几个绕组,正好是这种情况。

§ 14-3 同步发电机空载时发生三相突然短路的物理过程

为简化分析,我们作如下假设:

(1) 机端三相短路且短路前电机为空载运行。虽然这种情况可能性较小,但通过这一情况的分析,可以了解突然短路的物理过程,给分析这类问题打下基础。

(2) 短路前后,转子转速保持同步速不变,即只考虑电磁过渡过程,不考虑机械过渡过程。

(3) 短路前后,励磁系统所供给的励磁电流 i_{f0} 始终保持不变,即不考虑强励的情况。

(4) 电机的磁路不饱和,可以利用迭加原理。

(5) 转子绕组的参数都已归算到定子边。

(6) 先考虑各绕组为超导体,然后再考虑电流的衰减。在突然短路瞬间,由于磁链不能突变,所以可以用超导体回路磁链守恒来求短路瞬间的电流起始值,然后再考虑电阻的影响。

一、电枢绕组的磁链

在研究磁链之前,先规定正方向。我们仍然规定磁通由定子指向转子为正,磁链的正方向与电流的正方向符合右手螺旋定则。

空载时,电枢绕组中无电流,因此,此时之磁链是励磁磁通对电枢绕组的磁链。例如,对 A 相的磁链为 ψ_A ,对 B 相和 C 相的磁链为 ψ_B 和 ψ_C 。由于励磁磁通随着转子旋转,因此励磁磁通对各相绕组的磁链随时间发生变化,为一时间相量。

当转子轴线与 A 相绕组轴线重合时($\alpha=0^\circ$),A 相绕组的磁链 ψ_A 为正的最大值。即 $\psi_A = \psi$ (最大值),此时 ψ 相量与时间轴 $+t$ 重合,如图 14-2(a) 所示。

若时间经过 90° 电角度,则 F_{f1} 转到 $+A$ 轴前面 90° 处($\alpha=90^\circ$),A 相绕组的磁链 ψ_A 为零,即 $\psi_A = 0$ 。此时, ψ_A 相量垂直于 $+t$ 轴,如图 14-2(b) 所示。由此可知,在时空相矢图上, ψ_A 与 F_{f1} 同相位。而且 ψ_A 是一个随时间变化的量,它与 α 角成余弦函数的关系,即

$$\psi_A = \psi \cos \alpha$$

式中 ψ ——励磁磁通对 A 相绕组的最大磁链;

α ——转子 N 极轴线距离 $+A$ 轴的空间电角度。

当 A 相磁链最大时,励磁磁通要转过 120° 电角度, B 相磁链才达到最大,所以 ψ_B 落后于 ψ_A 以 120° 。同理, C 相磁链 ψ_C 落后于 ψ_A 以 240° ,即

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= \psi \cos \alpha \\ \psi_B &= \psi \cos(\alpha - 120^\circ) \\ \psi_C &= \psi \cos(\alpha - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-8)$$

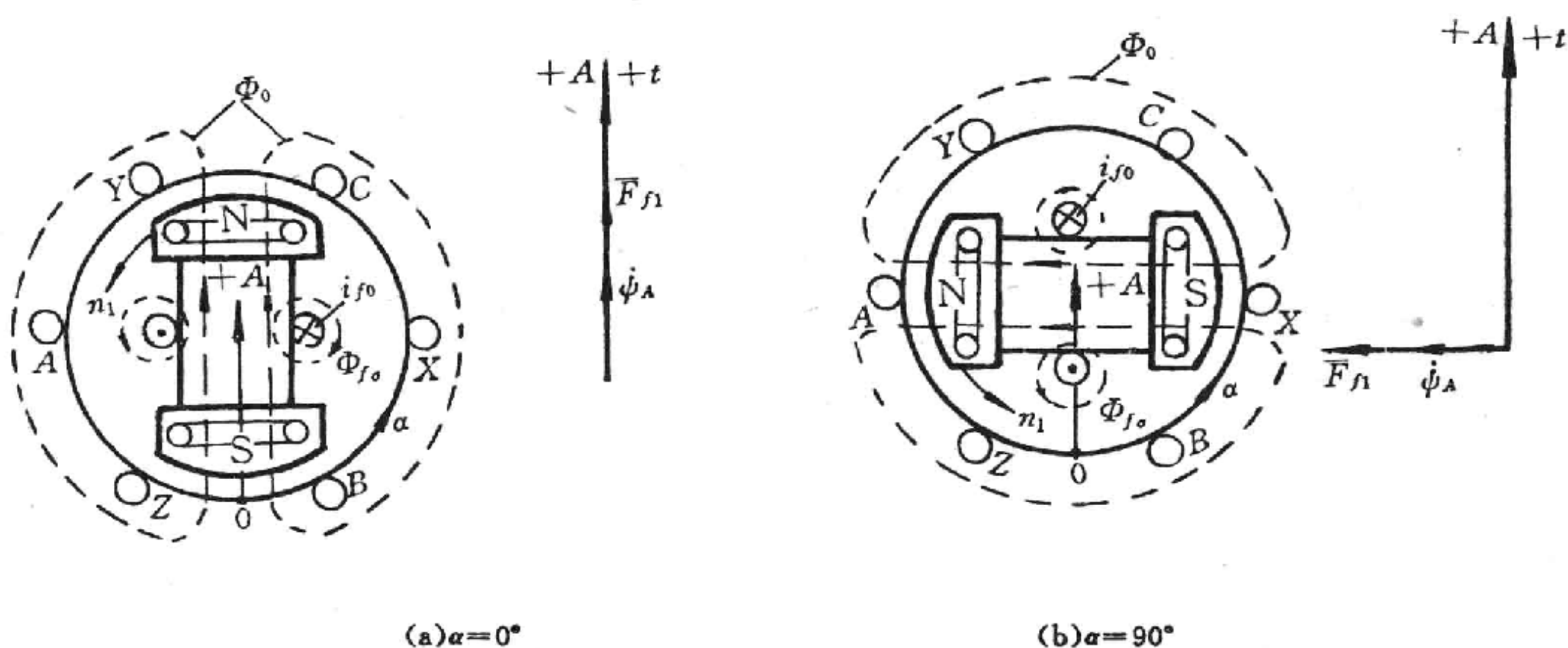


图14-2 A相绕组的磁链

二、突然短路前瞬间电枢绕组的磁链

假设励磁磁动势 $\bar{F}_f$ 转到 +A 轴前一个空间角 α_0 处发生突然短路, 并以此作为计算突然短路的时间起点, 即 $t=0$, 如图14-3所示。

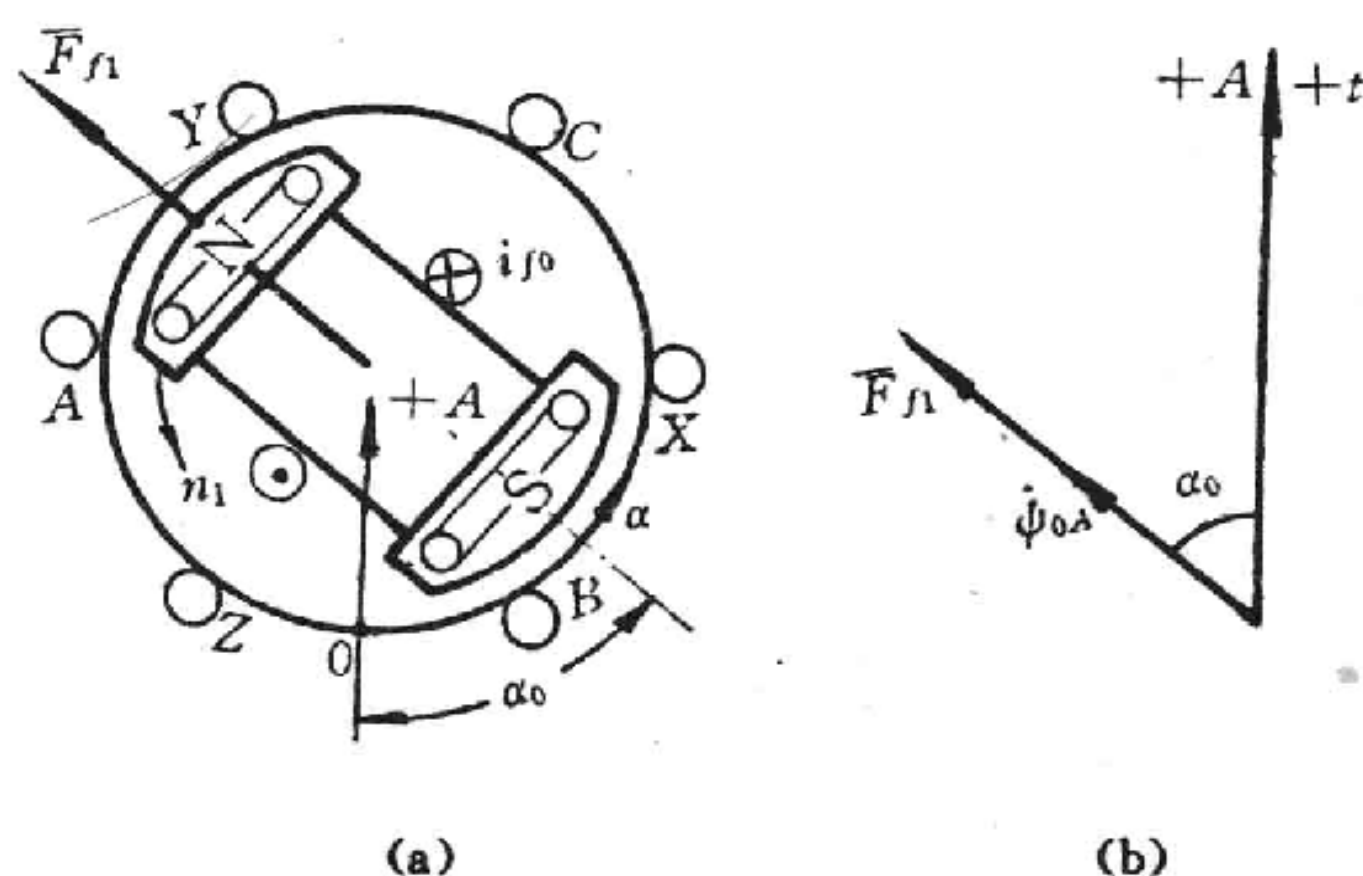


图14-3 突然短路瞬间($t=0$)转子位置

根据式(14-8)可知, 电枢绕组在 $t=0$ 的起始磁链为

$$\begin{aligned}
 \psi_{0A} &= \psi \cos \alpha_0 \\
 \psi_{0B} &= \psi \cos (\alpha_0 - 120^\circ) \\
 \psi_{0C} &= \psi \cos (\alpha_0 - 240^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{14-9}$$

根据超导体回路磁链守恒原理, 突然短路后应维持这个磁链不变。

三、突然短路后电枢绕组的磁链

随着时间的推移, 转子仍以同步速旋转, 此时, 励磁磁通产生的定子磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C 随着转子位置的改变而改变。当励磁磁动势 $\bar{F}_f$ 转过 α' 空间角时, 所经过的时间为 t , 转子的角速度为 ω , 所以 ψ_A 在 t 时间所转过的时间角为 ωt 。而且 $\alpha' = \omega t$, 如图14-4所示。因此, 任意时间 t 的各相励磁磁链为

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= \psi \cos(\alpha' + \alpha_0) = \psi \cos(\omega t + \alpha_0) \\ \psi_B &= \psi \cos(\alpha' + \alpha_0 - 120^\circ) = \psi \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_C &= \psi \cos(\alpha' + \alpha_0 - 240^\circ) = \psi \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-10)$$

根据超导体回路磁链守恒原理,短路后应该维持短路前瞬间磁链不变,(为了清楚起见,我们把 $t=0$ 瞬间磁链 $\dot{\psi}_{0A}$ 也画在图14-4时空相矢图上,它是一个静止相量)。但随着转子的旋转,还有一个励磁磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C 与电枢绕组交链,因此在电枢绕组中产生的短路电流必须包括两部分:一部分是用来产生一个电枢磁链 $\psi_{aA}, \psi_{aB}, \psi_{aC}$ 抵消励磁磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C ; 另一部分是用来维持短路瞬间磁链 $\psi_{0A}, \psi_{0B}, \psi_{0C}$ 不变,如图14-5所示。

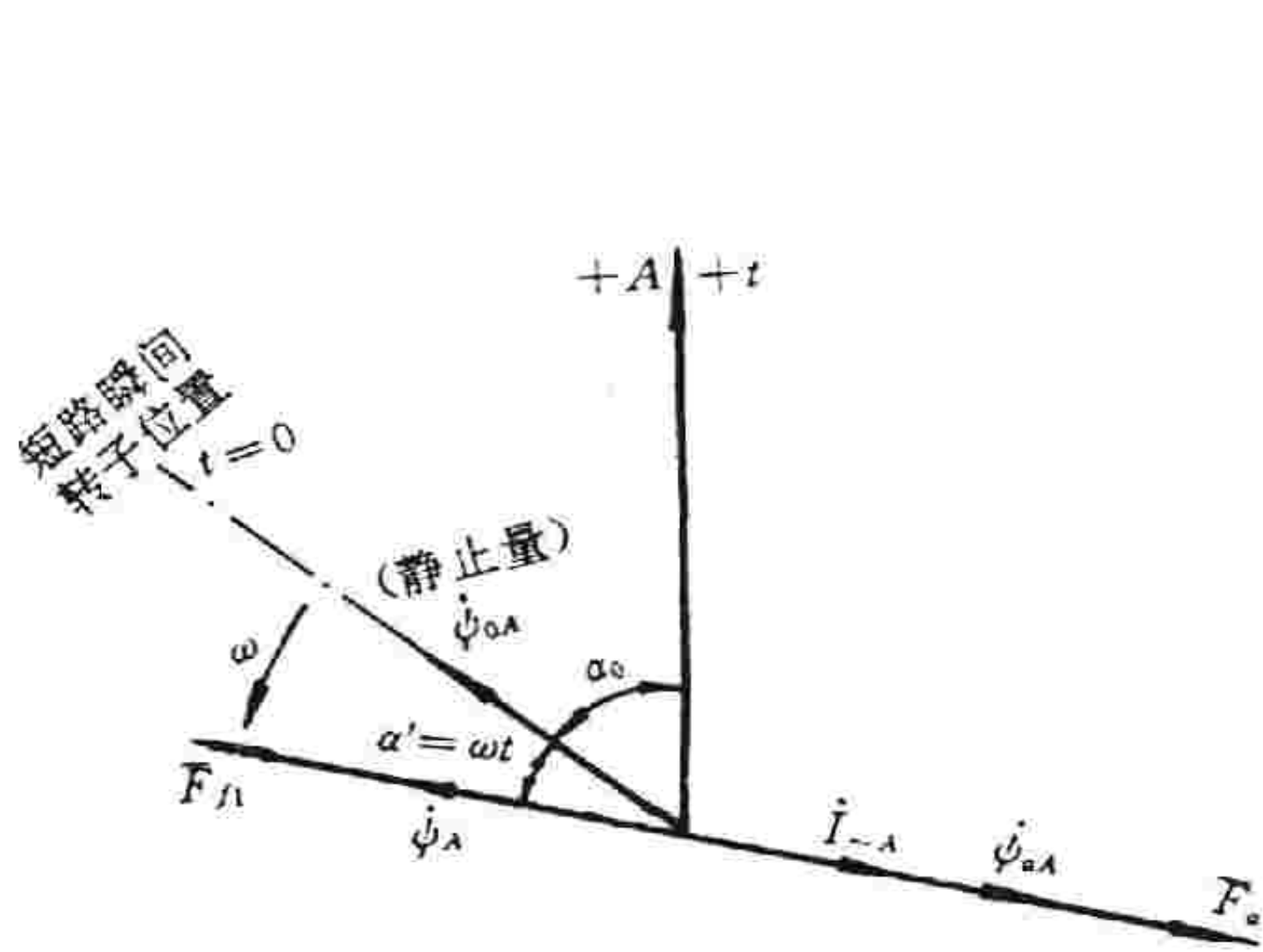


图14-4 突然短路后的时空相矢图

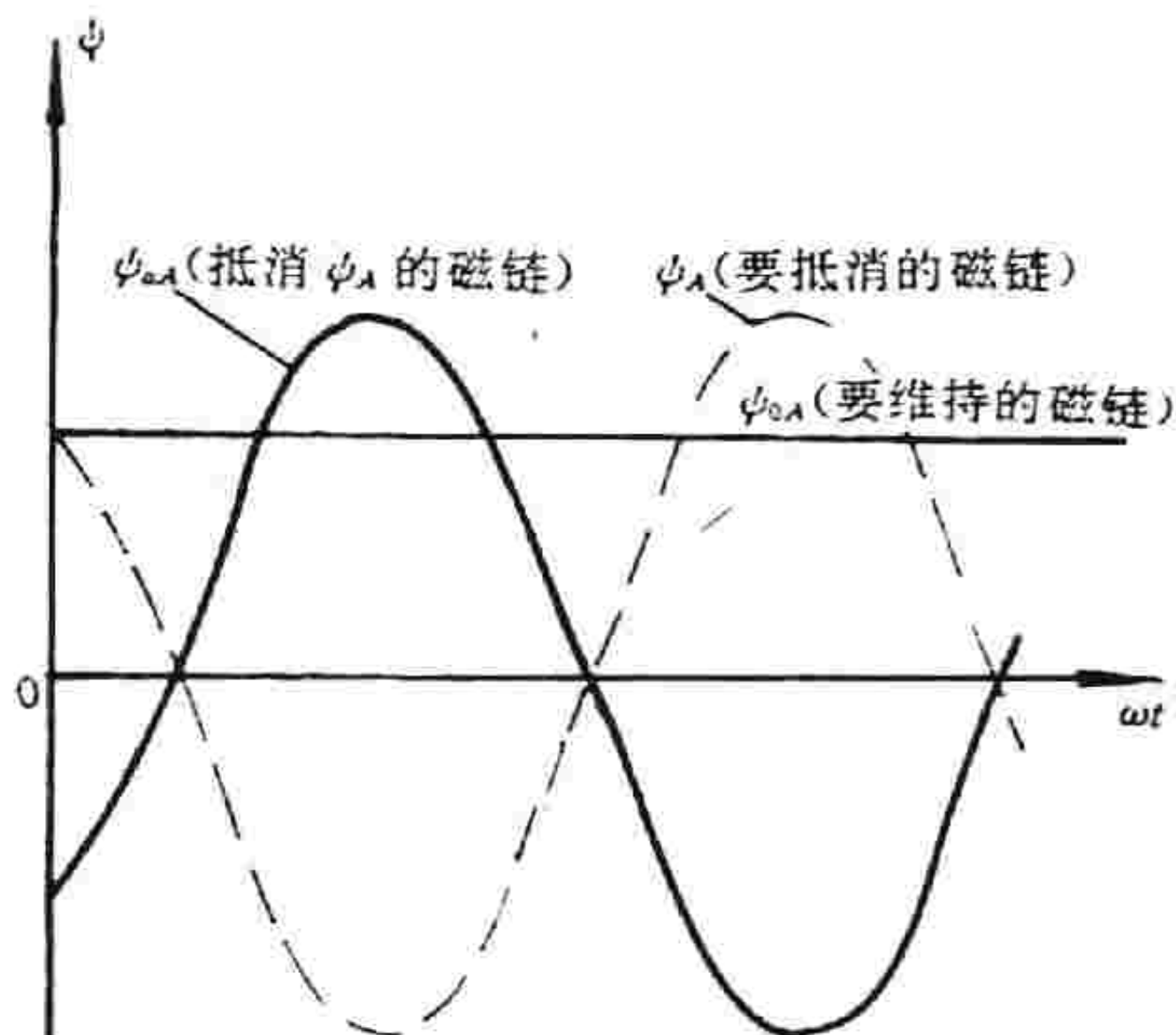


图14-5 突然短路后 A 相绕组磁链

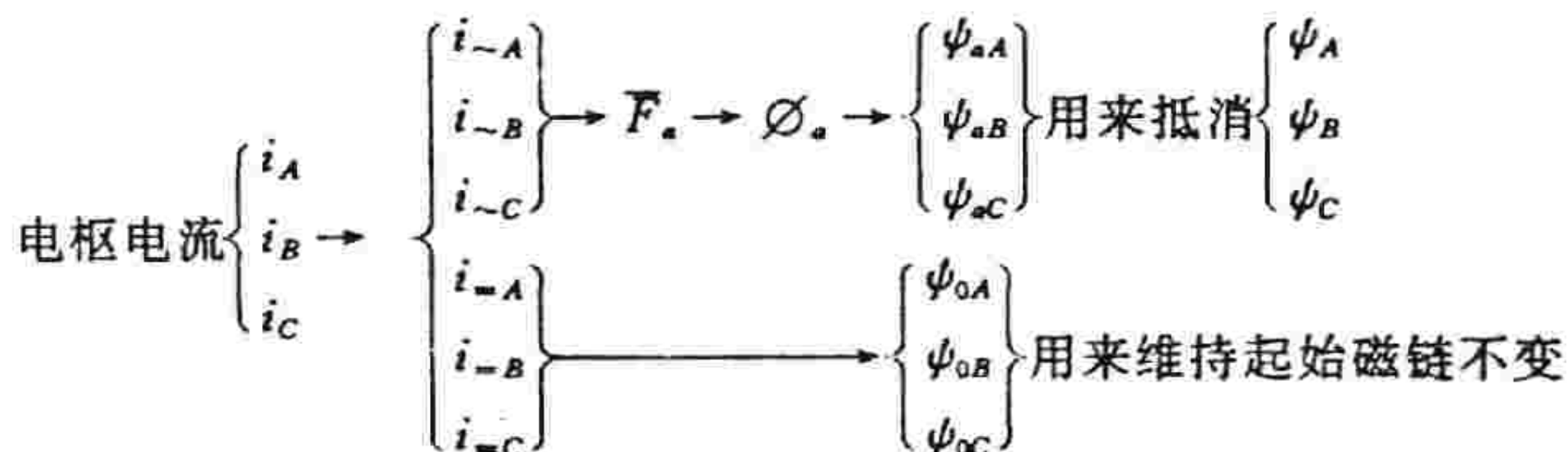
电枢磁链由于是用来抵消励磁磁链的,所以 $\psi_{aA}, \psi_{aB}, \psi_{aC}$ 与 ψ_A, ψ_B, ψ_C 大小相等,相位相反,即

$$\left. \begin{aligned} \psi_{aA} &= -\psi_A = -\psi \cos(\omega t + \alpha_0) \\ \psi_{aB} &= -\psi_B = -\psi \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_{aC} &= -\psi_C = -\psi \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-11)$$

由于 ψ_A, ψ_B, ψ_C 是旋转磁动势 F_{f1} 产生的,因此 $\psi_{aA}, \psi_{aB}, \psi_{aC}$ 也应该由旋转磁动势产生,该旋转磁动势即为电枢绕组中流过三相交流产生的电枢磁动势 F_a 。 F_a 与 ψ_{aA}, i_{-A} 在时空相矢图上同相位,如图14-4中所示。

由于 $\psi_{0A}, \psi_{0B}, \psi_{0C}$ 为不变磁链,因此产生该磁链的电流应为直流 i_{-A}, i_{-B}, i_{-C} 。

总括起来,可得知如下关系:



因此,短路电流即为交流分量与直流分量之和。

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{\sim A} + i_{=A} \\ i_B &= i_{\sim B} + i_{=B} \\ i_C &= i_{\sim C} + i_{=C} \end{aligned} \right\} \quad (14-12)$$

四、突然短路电枢电流的交流分量

前面找磁链不是目的,关键是求电流。我们先研究产生 ψ_{aA} 、 ψ_{aB} 、 ψ_{aC} 的交流分量,然后再研究产生 ψ_{0A} 、 ψ_{0B} 、 ψ_{0C} 的直流分量。但要注意,虽然是分开进行研究,但这两个电流却是同时产生的。

要找出交流分量,首先是要确定电流的大小,其次是确定电流的相位。

1. 电枢电流交流分量的大小

我们可以通过与三相稳态短路进行比较,找出突然短路时电枢电流的交流分量大小。

三相稳态短路时,其短路电流为

$$I_k = \frac{E_0}{x_d}$$

式中 E_0 ——励磁磁通产生的空载电动势;

x_d ——直轴同步电抗。

由于突然短路时励磁和转速没有变化,所以 E_0 与稳态短路时的一样。 x_d 的值是否会发生改变呢?这要看 x_d 所对应的磁路是否与稳态时一样。 x_d 包括两部分,一部分是定子漏抗 x_σ ,另一部分是电枢反应电抗 x_{ad} 。由于定子漏磁通主要通过空气作为磁路,因此漏抗 x_σ 为一常数,即突然短路时与稳态短路时的定子漏抗是一样的。那么电枢反应磁通所经磁路以及相应的电枢反应电抗是否一样呢?

稳态短路时的电枢反应磁通所经磁路和等效电路如图14-6所示。

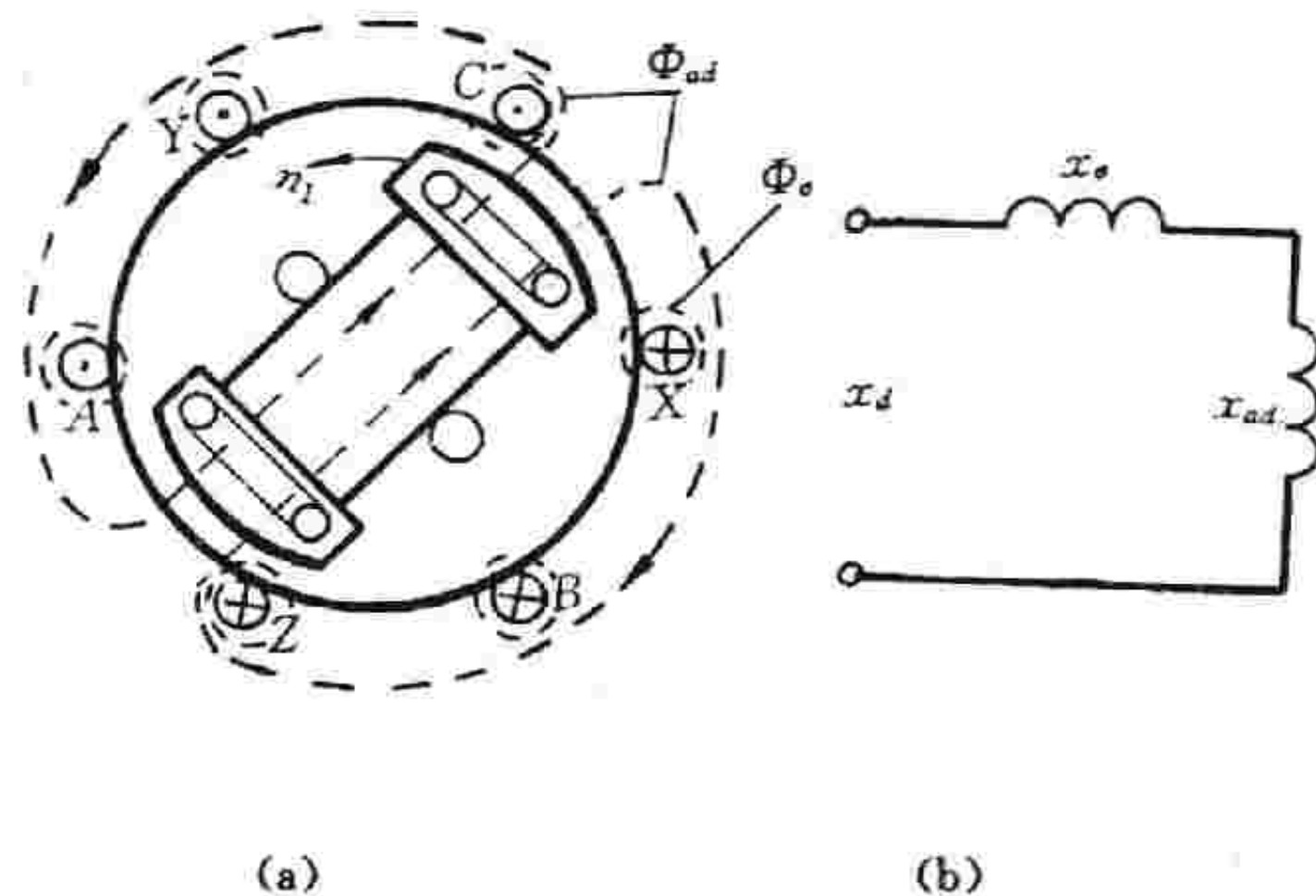


图14-6 稳态短路时电枢反应磁通的磁路和等效电路

突然短路时,由于定子三相交流分量产生的电枢反应磁通与励磁磁动势产生的磁通方向相反,它要企图进入转子穿过励磁绕组和阻尼绕组,由于假设励磁绕组和阻尼绕组是两个各自闭合的超导体回路,为了保持各自的磁链不变,在励磁绕组和阻尼绕组里要分别产生一直流 Δi_f 和 Δi_{kd} ,它们产生各自的反磁链,去抵消电枢反应磁通对它们的交链。因此,电枢反应磁通无法进入这两个绕组而被挤到了它们的漏磁路,如图14-7(a)所示。

此时的电枢反应磁通用 Φ''_{ad} 表示。 Φ''_{ad} 所走的路径其中相当一部分是空气,磁阻较大,因此要产生抵消励磁磁链 ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 所需要的磁动势 F_a 就很大,显然,产生 F_a 所需的电流也就很大,这是三相突然短路时电枢电流增大的根本原因。

把 Φ''_{ad} 所经过的磁路的总磁阻用 R''_{ad} 表示。从图14-7(a)看出,它应由三部分组成,即

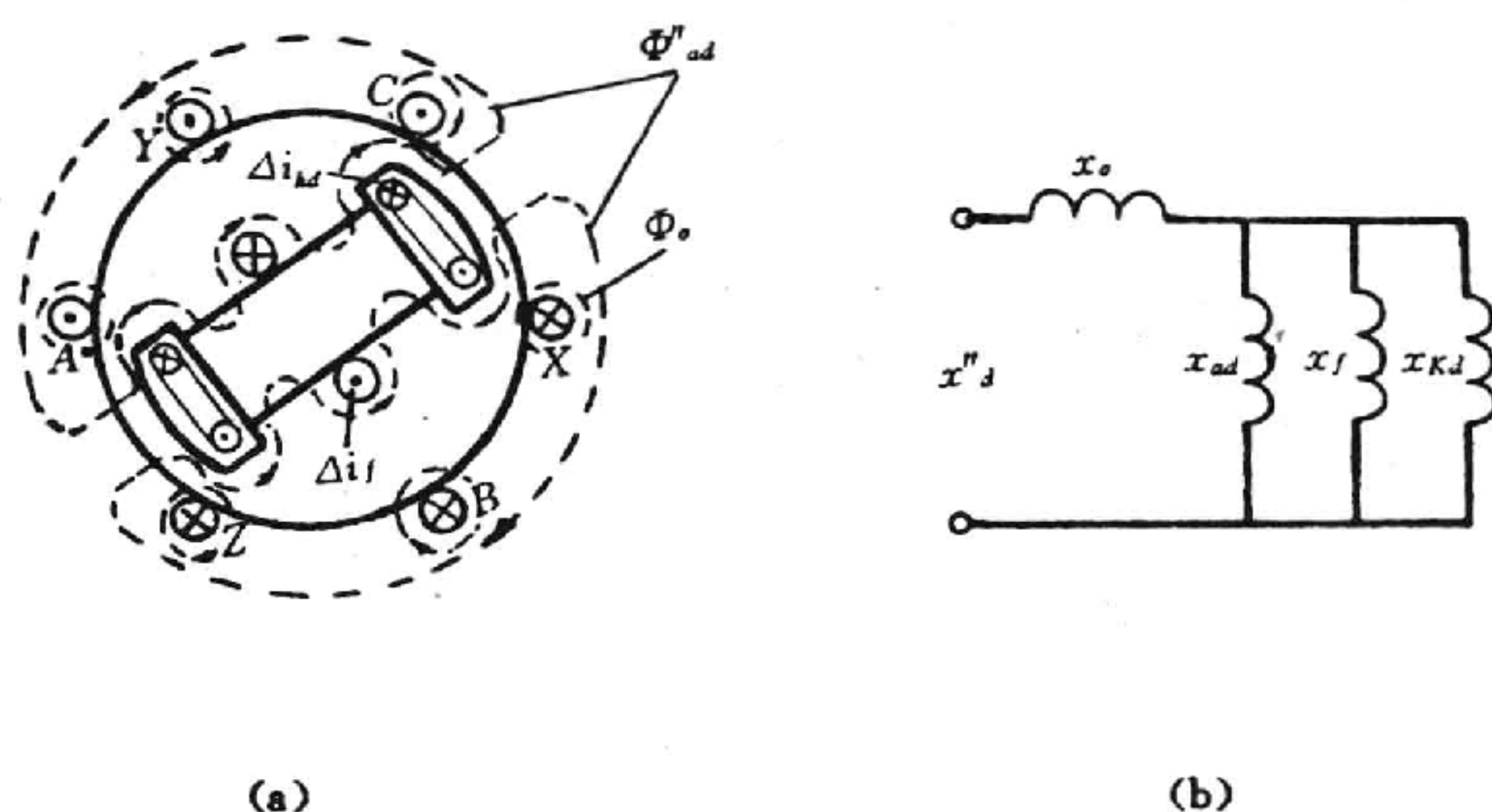


图14-7 突然短路时电枢反应磁通的磁路和等效电路

$$R''_{ad} = R_{ad} + R_f + R_{kd} \quad (14-13)$$

式中 R_{ad} ——直轴电枢反应磁通所走的磁路的磁阻,若不考虑铁心磁阻,则 R_{ad} 是两个气隙的磁阻;

R_f ——励磁绕组漏磁通所走的磁路的磁阻;

R_{kd} ——直轴阻尼绕组漏磁通所走的磁路的磁阻。

把上式写成磁导的形式:

$$\begin{aligned} \lambda''_{ad} &= \frac{1}{R''_{ad}} = \frac{1}{R_{ad} + R_f + R_{kd}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{\lambda_{ad}} + \frac{1}{\lambda_f} + \frac{1}{\lambda_{kd}}} \end{aligned} \quad (14-14)$$

式中 λ_{ad} 、 λ_f 、 λ_{kd} 分别为直轴电枢反应磁通、励磁绕组漏磁通、直轴阻尼绕组漏磁通所走磁路的磁导。

由于电抗正比于磁导,所以 λ''_{ad} 对应的电抗为

$$x''_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{kd}}} \quad (14-15)$$

式中 x_{ad} ——直轴电枢反应电抗;

x_{kd} ——直轴阻尼绕组归算到定子边的漏电抗;

x_f ——励磁绕组归算到定子边的漏电抗。

因此突然短路时交流分量所对应的电抗为

$$x''_d = x_s + x''_{ad} = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{kd}}} \quad (14-16)$$

式中 x''_d ——直轴超瞬态电抗或直轴次暂态电抗(*direct-axis sub-transient reactance*),其等效电路如图14-7(b)所示。

最后就可写出突然短路时电枢绕组中交流分量的大小为

$$I''_A = \frac{E_0}{x''_d}$$

式中 I''_A ——超瞬态短路电流或次暂态短路电流(sub-transient short circuit current)。

2. 电枢电流交流分量的相位

三相电枢电流的交流分量产生电枢旋转磁动势 F_a , F_a 产生的 ψ_{aA} , ψ_{aB} , ψ_{aC} 用来抵消励磁磁链 ψ_A , ψ_B , ψ_C 。由图14-4可以看出, $i_{\sim A}$ 与 ψ_{aA} 同相位。根据式(14-11)电枢磁链相位即可写出 $i_{\sim A}$, $i_{\sim B}$, $i_{\sim C}$ 的表达式:

$$\left. \begin{aligned} i_{\sim A} &= -\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\omega t + \alpha_0) \\ &= -\sqrt{2} I''_A \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_{\sim B} &= -\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ &= -\sqrt{2} I''_A \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{\sim C} &= -\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \\ &= -\sqrt{2} I''_A \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-18)$$

以上分析的是同步发电机有阻尼绕组的情况。如果没有阻尼绕组或者阻尼作用消失, 则相当于阻尼绕组开路, 此时的电抗为

$$x'_d = x_s + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f}} \quad (14-19)$$

式中 x'_d ——直轴瞬态电抗或直轴暂态电抗(direct-axis transient reactance), 它对应的磁路和等效电路如图14-8所示。

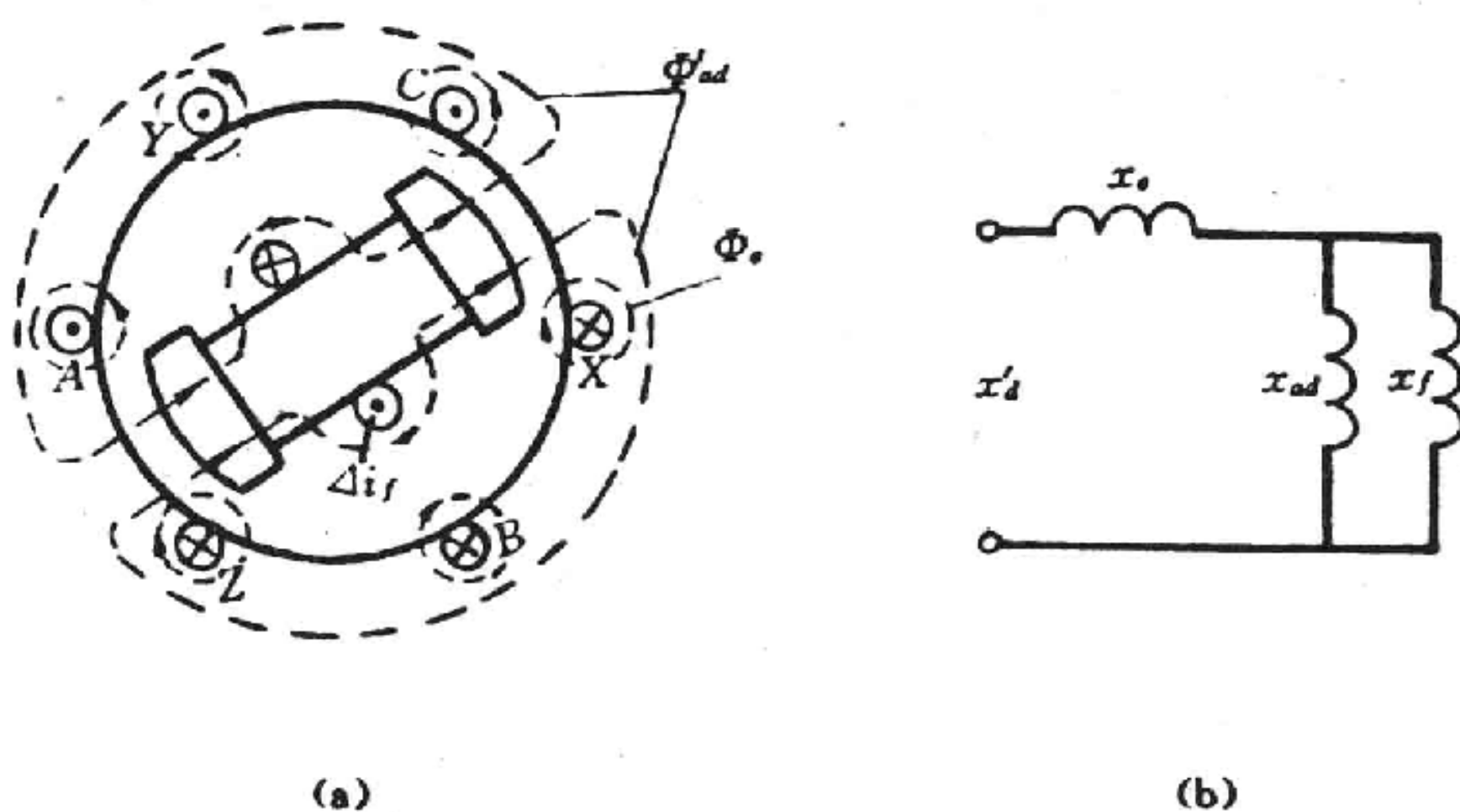


图14-8 无阻尼绕组同步电机突然短路时电枢反应磁通的磁路和等效电路

此时电枢电流交流分量为

$$\left. \begin{aligned} i_{\sim A} &= -\frac{\sqrt{2} E_0}{x'_d} \cos(\omega t + \alpha_0) = -\sqrt{2} I'_k \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_{\sim B} &= -\sqrt{2} I'_k \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{\sim C} &= -\sqrt{2} I'_k \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-20)$$

式中 $I'_k = \frac{E_0}{x'_d}$ 称为瞬态短路电流或暂态短路电流 (transient short circuit current)。

x''_d 和 x'_d 属于漏抗性质, 因此数值较小。由于 x''_d 对应的磁导比 x'_d 的磁导小, x'_d 对应的磁导又比稳态时之 x_d 对应的磁导小, 所以

$$x''_d < x'_d < x_d$$

一般 $x''_d = 0.1 \sim 0.15$, 所以在额定空载电压下发生突然短路的超瞬态电流可达 7~10 倍额定电流。

一般 $x'_d = 0.2$ 左右, 所以在额定空载电压下发生突然短路的瞬态电流可达额定电流的 5 倍左右。

五、突然短路电枢电流的直流分量

ψ_{0A} 、 ψ_{0B} 、 ψ_{0C} 是突然短路前瞬间的磁链, 根据超导体回路磁链守恒原理, 该磁链必须保持不变, 因此产生该磁链的电流必定为直流。此直流分量的大小可根据短路瞬间电流不能突变来确定。

由于突然短路瞬间 ($t=0^-$) 电机为空载, A 相电流为零, 所以

$$i_A(0^-) = i_{\sim A}(0^+) + i_{=A}(0^+) = 0$$

或

$$i_{=A}(0^+) = -i_{\sim A}(0^+)$$

式中 $i_{\sim A}(0^+)$ 、 $i_{=A}(0^+)$ 分别为短路后瞬间 A 相的交流分量和直流分量的起始值。

以 $t=0$ 代入式 (14-18) 得

$$i_{\sim A}(0^+) = -\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0$$

所以

$$i_{=A}(0^+) = \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0$$

由于是超导体, 电流不会衰减, 任何时刻的电枢电流直流分量都等于起始值, 所以

同理

$$\left. \begin{aligned} i_{=A} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0 \\ i_{=B} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{=C} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-21)$$

六、突然短路时电枢总电流

电枢绕组总的突然短路电流为交流分量和直流分量之和。

$$\begin{aligned}
 i_A &= i_{-A} + i_{\sim A} \\
 &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0 - \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos(\omega t + \alpha_0) \\
 &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} [\cos \alpha_0 - \cos(\omega t + \alpha_0)] \\
 i_B &= i_{-B} + i_{\sim B} \\
 &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} [\cos(\alpha_0 - 120^\circ) - \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ)] \\
 i_C &= i_{-C} + i_{\sim C} \\
 &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} [\cos(\alpha_0 - 240^\circ) - \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ)]
 \end{aligned} \quad (14-22)$$

画出 A 相电流波形如图 14-9 所示。当 $\alpha_0 = 0^\circ$ 时发生突然短路, 这时, A 相磁链和直流分量达到最大值。A 相电流的瞬时值为

$$i_A = i_{-A} + i_{\sim A} = \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} - \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \omega t = \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} [1 - \cos \omega t] \quad (14-23)$$

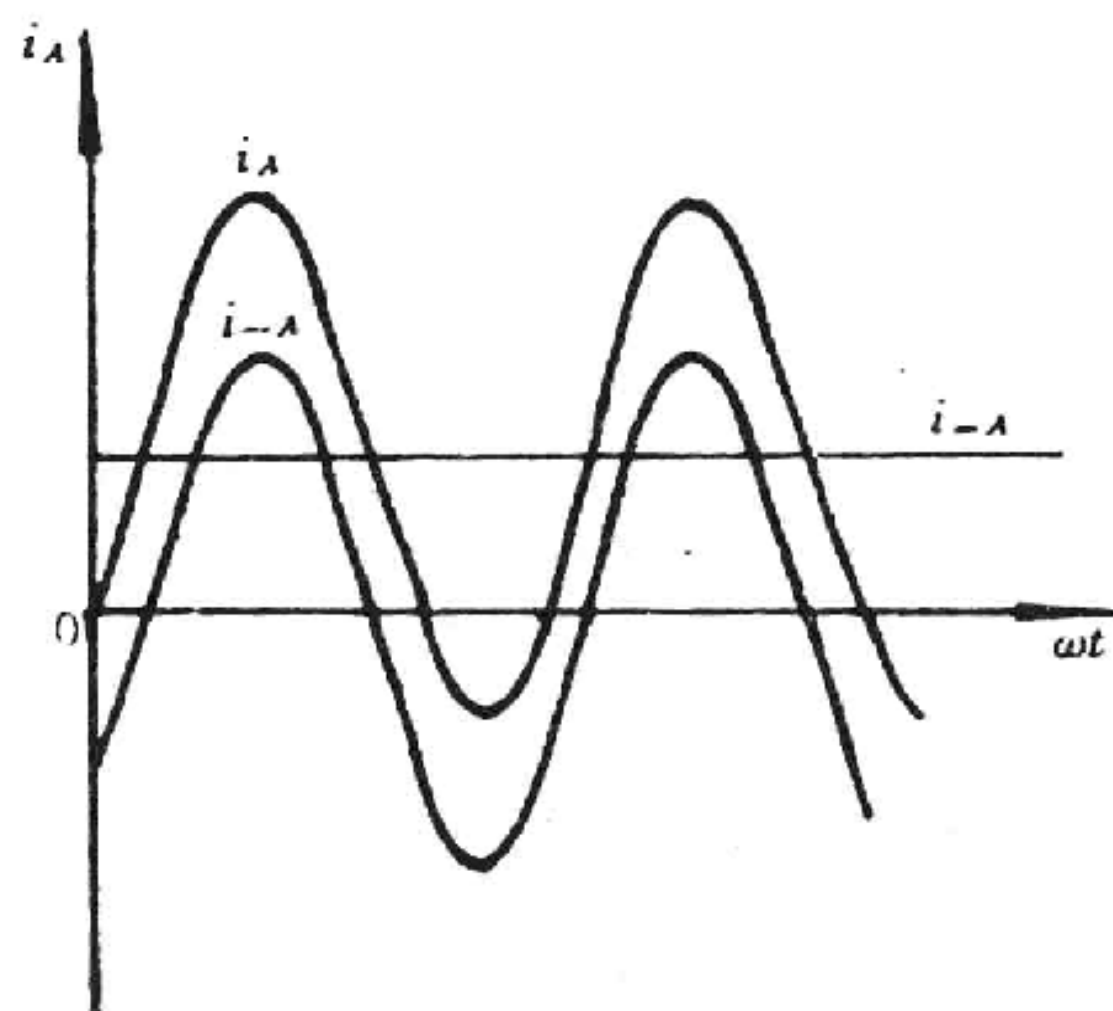


图14-9 三相突然短路 A 相电流波形

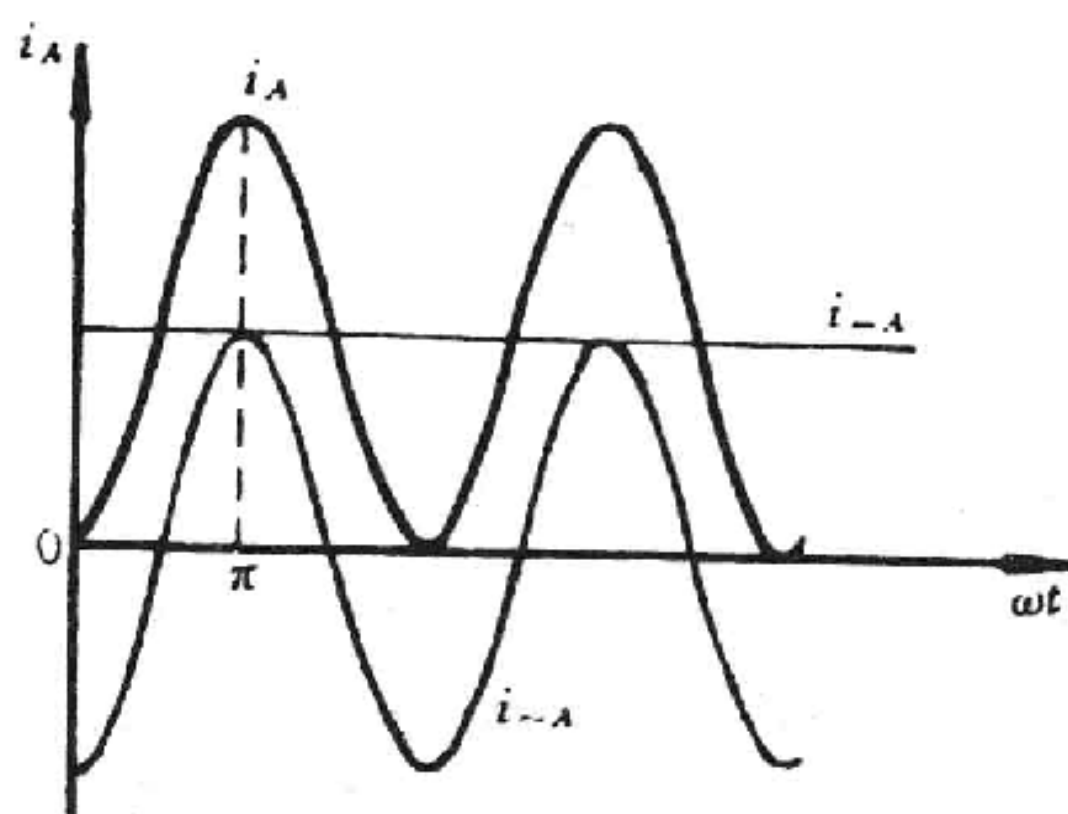


图14-10 $\alpha_0 = 0^\circ$ 时发生三相突然短路 A 相电流波形

图 14-10 画出了 A 相电流的波形。从图中看出, 这时的 i_{-A} 达到最大值, 如果发电机是在额定电压下发生突然短路, 用标么值表示为 $E_0^* = 1$, 取 $x''_d = 0.127$, 当 $\omega t = 180^\circ$ 时, 电流最大值可达

$$i_{A\max} = \sqrt{2} \frac{1}{0.127} (1 + 1) = \frac{2\sqrt{2}}{0.127} = 22$$

即达额定电流有效值的 22 倍, 这是一个很大的短路电流。

当 A 相起始磁链最大时, B、C 相的起始磁链并不是最大, 因此各相的直流分量不同, 各相的最大瞬时值也是不同的。

七、突然短路电流的衰减

以上分析是认为各个绕组都是超导体, 因此磁链永远是守恒的, 保持磁链守恒的电流, 永

远不会衰减。但是,实际电机的绕组一般不是超导体,线圈都是有电阻的,电流通过线圈必然会引起损耗,这个损耗由短路瞬间储藏在线圈中的磁能来供给,随着储藏磁能的消耗,磁通、磁链也随着减少,进而使线圈中的电流也减少。这就是电流的衰减现象。

尽管电流会衰减,但磁链守恒原理在 $t=0$ 的初始瞬间还是适用的。因此根据电磁惯性现象,磁链不会发生突变,所以前面求出的交流分量和直流分量的起始值仍然是对的。

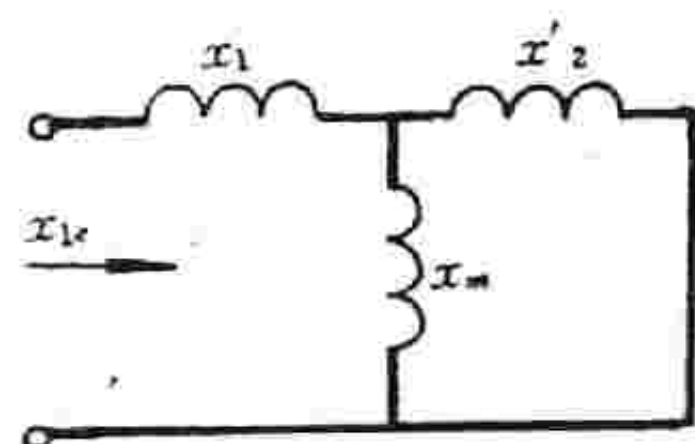
磁链和电流的衰减规律都是按指数函数衰减,衰减的时间常数决定于这个绕组的电阻和等效电感。所谓某一绕组的等效电感是指既考虑了本身的自感,又考虑了其它绕组对它的互感作用所得到的一个电感。

例如:一台副边短路的变压器从原边看的等效电抗所对应的电路如图14-11所示。其等效电抗为

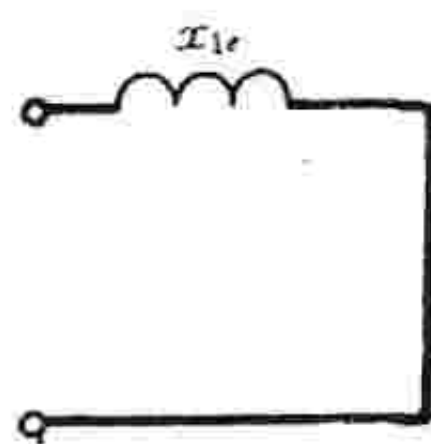
$$x_{1\sigma} = x_1 + \frac{1}{\frac{1}{x_m} + \frac{1}{x'_2}} = \omega L_{1\sigma}$$

其等效电感为

$$L_{1\sigma} = \frac{x_{1\sigma}}{\omega}$$

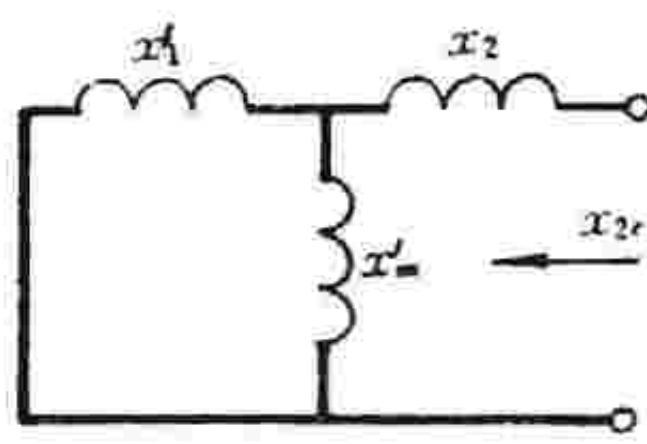


(a)

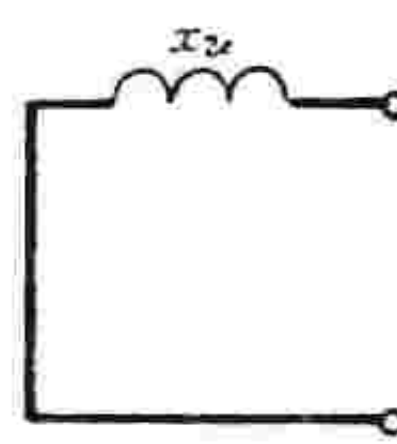


(b)

图14-11 变压器副边短路,从原边看的等效电路



(a)



(b)

图14-12 变压器原边短路,从副边看的等效电抗

同理,变压器原边短路,从副边看的等效电抗所对应的电路如图14-12所示,其等效电抗为

$$x_{2\sigma} = x_2 + \frac{1}{\frac{1}{x'_m} + \frac{1}{x'_1}} = \omega L_{2\sigma}$$

其等效电感为

$$L_{2\sigma} = \frac{x_{2\sigma}}{\omega}$$

由此可知,某一绕组的等效电抗等于以该绕组为原边,其它绕组为副边的变压器副边短路等效电路所对应的电抗。根据等效电抗即可求出该绕组的等效电感,找出等效电感后即可写出时间常数,从而写出电流的衰减表达式。

1. 电枢电流直流分量 i_{dc} 的衰减

在研究衰减时,首先要找出引起该电流衰减的原因,其次是要找出等效电感。

直流分量衰减的原因是由于电枢绕组有电阻,电流在电阻上产生的损耗由短路瞬间储存

在线圈里的磁场能量来供给。这个磁场所对应的磁链即为起始磁链 ψ_0 。由此可知,随着电阻上能量的消耗,磁场能量和起始磁链 ψ_0 随着减少,显然,维持 ψ_0 的直流分量 i_- 也以同一时间常数衰减。

衰减的时间常数取决于电枢绕组的电阻 r_a 和从电枢绕组看的等效电感 L_a 。由于 ψ_0 为固定的磁链,它所经磁路随转子的旋转而变化,当 ψ_0 对着直轴时,从电枢绕组看的等效电抗为 x_{2d} ,当 ψ_0 对着交轴时,从电枢绕组看的等效电抗为 x_{2q} ,我们取其平均值作为电枢绕组的等效电抗,即

$$\frac{x_{2d} + x_{2q}}{2} = x_2$$

这就是上一章讲过的负序电抗。

x_2 对应的电感即为电枢绕组的等效电感

$$x_2 = \omega L_a$$

$$L_a = \frac{x_2}{\omega} \quad (14-24)$$

因此,电枢绕组的时间常数为

$$T_a = \frac{L_a}{r_a} \quad (14-25)$$

T_a 又称为非周期时间常数 (aperiodic time constant)

所以各相电枢电流直流分量的衰减表达式为

$$\left. \begin{aligned} i_{-A} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0 e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{-B} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos (\alpha_0 - 120^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{-C} &= \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos (\alpha_0 - 240^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} \end{aligned} \right\} \quad (14-26)$$

2. 电枢电流交流分量 i_+ 的衰减

电枢电流交流分量 I_+ (I_{+A} 、 I_{+B} 、 I_{+C}) 的作用是为了产生电枢磁链 ψ_a (ψ_{aA} 、 ψ_{aB} 、 ψ_{aC}), 以抵消励磁磁通对电枢绕组的磁链 ψ (ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C)。由于励磁电流不衰减, ψ 当然也不会衰减, 显然用来抵消 ψ 的 ψ_a 也不会衰减。但是, 由于转子产生的非周期性电流 Δi_f 和 Δi_{ω} 和由它们产生的反磁动势要衰减, 所以产生 ψ_a 的电流 i_+ 也要衰减。

为什么转子非周期性电流 Δi_f 、 Δi_{ω} 会衰减呢? 它的衰减为什么又会引起电枢电流交流分量衰减呢?

转子电流 Δi_f 、 Δi_{ω} 是两个自由分量, 它们是为了维持转子绕组磁链不变而引起的。由于转子绕组有电阻, 它要促使转子电流衰减, 从而使转子反磁动势减少。电枢反应磁通 Φ''_{ω} 就要逐渐进入转子, 它所走的磁路的磁阻要逐渐减小, 或者说磁路的磁导要逐渐增大。这样一来, 产生不变的 ψ_a 所需的电流也就减小了。最后, 当电枢反应磁通全部进入转子时, 达到稳定态短路电流的数值。

由此可知, 电枢电流交流分量衰减的原因是由于转子电流衰减所引起的, 或者说, 电枢电流交流分量随着转子电流 Δi_f 和 Δi_{ω} 的衰减而衰减, 因此电枢电流交流分量衰减的时间常数

决定于转子电流 Δi_f 和 Δi_{kd} 衰减的时间常数。

转子上有两个电流 Δi_f 和 Δi_{kd} ，它们有不同的衰减时间常数，为了写出交流分量的衰减方程式，我们把电枢电流交流分量看成是几个分量之和，即 $i_{\sim} = i_c + i'_c + i''_c$ ，其中 i_c 为励磁电流 i_{f0} 引起的稳态短路电流， i'_c 为励磁绕组直流分量 Δi_f 引起的瞬态分量， i''_c 为阻尼绕组直流分量 Δi_{kd} 引起的超瞬态分量。可简化为如下关系：

转子电流	定子电流	
i_{f0}	i_c	$\left. \begin{array}{l} \longrightarrow \\ \longrightarrow \\ \longrightarrow \end{array} \right\} i_{\sim} = i_c + i'_c + i''_c$
Δi_f	i'_c	
Δi_{kd}	i''_c	

i_{f0} 不衰减，所以 i_c 也不衰减。 i'_c 随着 Δi_f 以同一时间常数衰减； i''_c 随着 Δi_{kd} 以同一时间常数衰减。由于 Δi_{kd} 衰减快（时间常数为 0.05—0.07 秒），而 Δi_f 衰减慢（时间常数为 0.4—0.6 秒），为了分析简便，我们可近似地认为：当 Δi_{kd} 衰减时， Δi_f 不衰减，只有当 Δi_{kd} 衰减至零以后， Δi_f 才开始衰减。在 Δi_{kd} 衰减过程中，定子交流分量由 $i_c + i'_c + i''_c$ 衰减到 $i_c + i'_c$ 。在 Δi_f 衰减过程中，定子交流分量由 $i_c + i'_c$ 衰减到 i_c 。

(1) 衰减的第一阶段——超瞬态阶段

转子电流	定子电流
$\left. \begin{array}{l} i_{f0} \\ \Delta i_f \end{array} \right\} \text{不衰减}$	$\left. \begin{array}{l} i_c \\ i'_c \end{array} \right\} \text{不衰减}$
$\Delta i_{kd} \text{ 衰减} \xrightarrow{\text{引起}} i''_c \text{ 衰减}$	

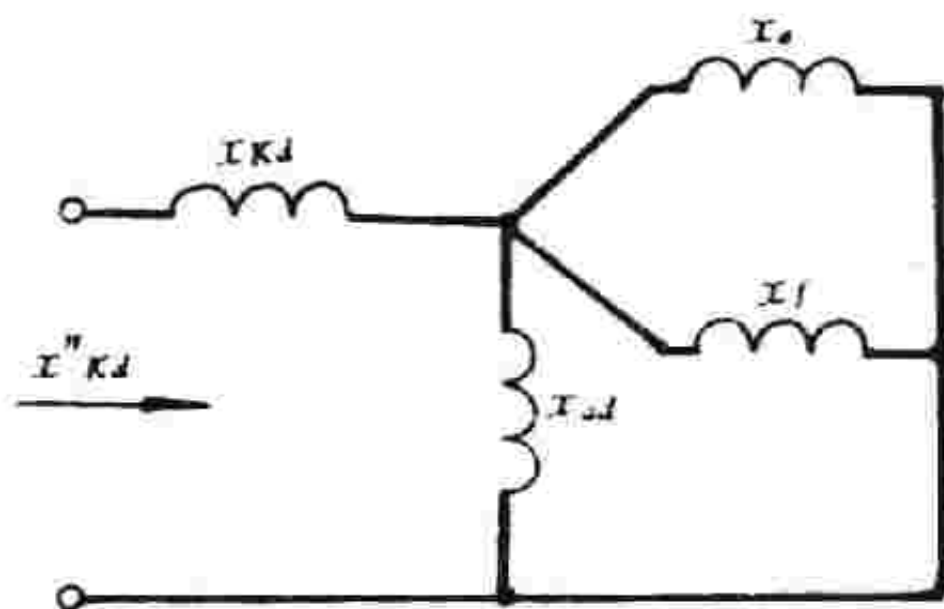


图14-13 由直轴阻尼绕组看进去的等效电抗的等效电路

i''_c 的衰减时间常数等于直轴阻尼绕组中电流 Δi_{kd} 的衰减时间常数。 Δi_{kd} 衰减的时间常数决定于直轴阻尼绕组的电阻 r_{kd} 和直轴阻尼绕组的等效电感 L''_{kd} 。所谓阻尼绕组的等效电感是除了考虑阻尼绕组本身的电感外，还必须考虑电枢绕组和励磁绕组对它的互感。此时阻尼绕组的等效电抗相当于以阻尼绕组为原边，电枢绕组和励磁绕组为副边的三绕组变压器副边短路时的等效电抗。其等效电路如图 14-13 所示。

由等效电路可得

$$x''_{kd} = x_{kd} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_e} + \frac{1}{x_f}} \quad (14-27)$$

阻尼绕组的等效电感为

$$L''_{kd} = \frac{x''_{kd}}{\omega} \quad (14-28)$$

因此可得阻尼绕组的时间常数为

$$T''_d = \frac{L''_{kd}}{r_{kd}} = \frac{x''_{kd}}{\omega r_{kd}} \quad (14-29)$$

T''_d 又称为直轴超瞬态短路时间常数 (direct-axis sub-transient short-circuit time

constant)。

找出时间常数后,还必须找出 i''_c 的起始值,才能写出 i''_c 的衰减表达式。我们可以通过如下的比较得出来。

突然短路瞬间,转子有电流 $i_{f0} + \Delta i_f$ 和 Δi_{fd} ,此时定子短路电流为 $I''_k = \frac{E_0}{x''_d}$,当 Δi_{fd} 衰减完以后,转子只有电流 $i_{f0} + \Delta i_f$ 了,即阻尼作用丧失了,此时的短路电流为 $I'_k = \frac{E_0}{x'_d}$ 。由此可知,由 Δi_{fd} 引起的超瞬态短路电流为 $I''_c = I''_k - I'_k$ 。因此

$$\begin{aligned} i''_{cA} &= -\sqrt{2} (I''_k - I'_k) \cos(\omega t + \alpha_0) e^{-\frac{t}{T'_d}} \\ &= -\sqrt{2} \left(\frac{E_0}{x''_d} - \frac{E_0}{x'_d} \right) \cos(\omega t + \alpha_0) e^{-\frac{t}{T'_d}} \end{aligned} \quad (14-30)$$

同理可写出 B、C 相电枢电流的超瞬态分量。

(2) 衰减的第二阶段——瞬态阶段

阻尼绕组电流衰减完以后,转子电流与定子电流的对应关系为

转子电流	定子电流
i_{f0} 不衰减	i_c 不衰减
Δi_f 衰减	i'_c 衰减

引起

i'_c 的衰减时间常数等于励磁绕组中电流 Δi_f 的衰减时间常数。 Δi_f 衰减的时间常数决定于励磁绕组的电阻 r_f 和励磁绕组的等效电感 L'_f 。所谓励磁绕组等效电感是除了考虑励磁绕组本身的电感外,还必须考虑电枢绕组对它的互感。阻尼绕组由于丧失了作用,对励磁绕组没有互感作用了。此时励磁绕组的等效电抗相当于以励磁绕组为原边,电枢绕组为副边的两绕组变压器副边短路时的等效电抗,其等效电路如图14-14所示。

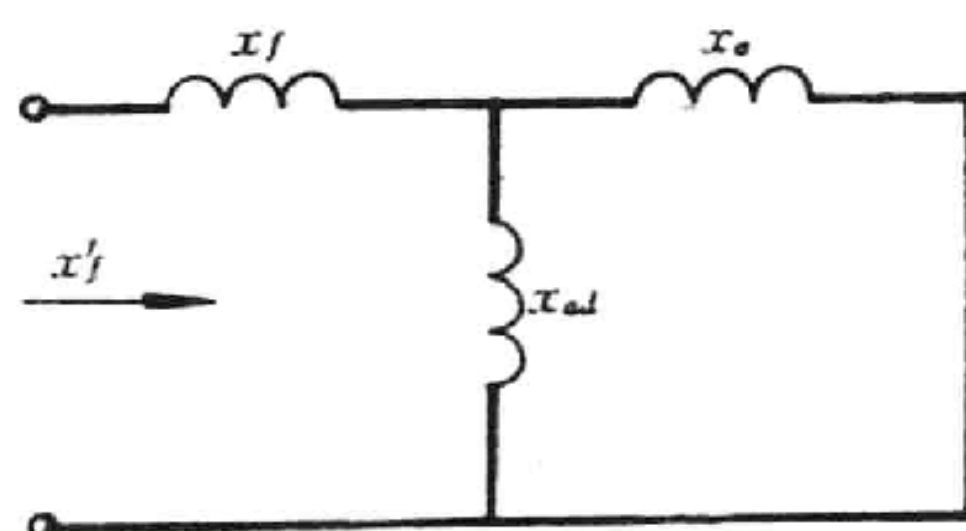


图14-14 由励磁绕组看进去的等效电抗的等效电路

由等效电路可得

$$x'_f = x_f + \frac{1}{\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_s}} \quad (14-31)$$

励磁绕组的等效电感为

$$L'_f = \frac{x'_f}{\omega} \quad (14-32)$$

因此可得励磁绕组的时间常数为

$$T'_d = \frac{L'_f}{r_f} = \frac{x'_f}{\omega r_f} \quad (14-33)$$

T'_d 又称为直轴瞬态短路时间常数 (direct-axis transient short-circuit time constant)。

转子有电流 $i_{f0} + \Delta i_f$ 时,定子的短路电流为 $I'_k = \frac{E_0}{x'_d}$,当 Δi_f 衰减完以后,转子只有电流 i_{f0} 了,此时定子短路电流为 $I_k = \frac{E_0}{x_d}$,由此可知,由 Δi_f 引起的瞬态短路电流为 $I'_c = I'_k - I_k$ 。因

此

$$\begin{aligned} i'_{CA} &= -\sqrt{2} (I'_k - I_k) \cos(\omega t + \alpha_0) e^{-\frac{t}{T_d'}} \\ &= -\sqrt{2} \left(\frac{E_0}{x_d'} - \frac{E_0}{x_d} \right) \cos(\omega t + \alpha_0) e^{-\frac{t}{T_d'}} \end{aligned} \quad (14-34)$$

同理可写出 B、C 相的瞬态分量。

(3) 当 Δi_f 衰减完后, 即进入稳定短路状态

此时转子电流只有不衰减的 i_{f0} , 它在定子绕组里引起稳态短路电流 $I_k = \frac{E_0}{x_d}$ 。所以

$$i_{CA} = -\sqrt{2} \frac{E_0}{x_d} \cos(\omega t + \alpha_0) \quad (14-35)$$

把各个分量相加, 即得电枢绕组的交流分量:

$$\begin{aligned} i_{\sim A} &= i''_{CA} + i'_{CA} + i_{CA} \\ &= -\sqrt{2} \left[\left(\frac{E_0}{x_d''} - \frac{E_0}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{E_0}{x_d'} - \frac{E_0}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{E_0}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0) \end{aligned} \quad (14-36)$$

同理可写出 B、C 相的交流分量 $i_{\sim B}$ 、 $i_{\sim C}$ 。

3. 考虑衰减后的电枢绕组短路电流

把式(14-26)和(14-36)相加, 即得电枢绕组的短路电流为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{\sim A} + i_{\sim A} = \sqrt{2} \frac{E_0}{x_d''} \cos \alpha_0 e^{-\frac{t}{T_d''}} - \sqrt{2} \left[\left(\frac{E_0}{x_d''} - \frac{E_0}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{E_0}{x_d'} - \frac{E_0}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{E_0}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_B &= \sqrt{2} \frac{E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) e^{-\frac{t}{T_d''}} - \sqrt{2} \left[\left(\frac{E_0}{x_d''} - \frac{E_0}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{E_0}{x_d'} - \frac{E_0}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{E_0}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_C &= \sqrt{2} \frac{E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) e^{-\frac{t}{T_d''}} - \sqrt{2} \left[\left(\frac{E_0}{x_d''} - \frac{E_0}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{E_0}{x_d'} - \frac{E_0}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{E_0}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14-37)$$

由分析结果看出, 定子突然短路冲击电流不仅与励磁电动势的大小有关, 还与瞬态参数和短路瞬间转子的位置有关。

起始磁链 ψ_{0A} 、转子电流和对应的 A 相突然短路电流各分量的波形图如图 14-15 所示。其合成的定子 A 相突然短路电流波形如图 14-16 所示。

应该指出的是: 以上是分成三个阶段进行分析, 这样便于理解。实际上电枢绕组、励磁绕组和阻尼绕组之间总是相互影响的, 不可能完全分开。例如在超瞬态阶段中, Δi_f 也要衰减, 在瞬态阶段中, Δi_{kd} 也不可能衰减完。因此分析是近似的。

对于转子电流, 我们未进行深入研究, 实际上, 转子绕组除了产生直流分量 Δi_{kd} 和 Δi_f 外, 由于转子绕组切割定子不动的磁场 ψ_0 , 也要产生交流分量。其阻尼绕组电流波形如图 14-

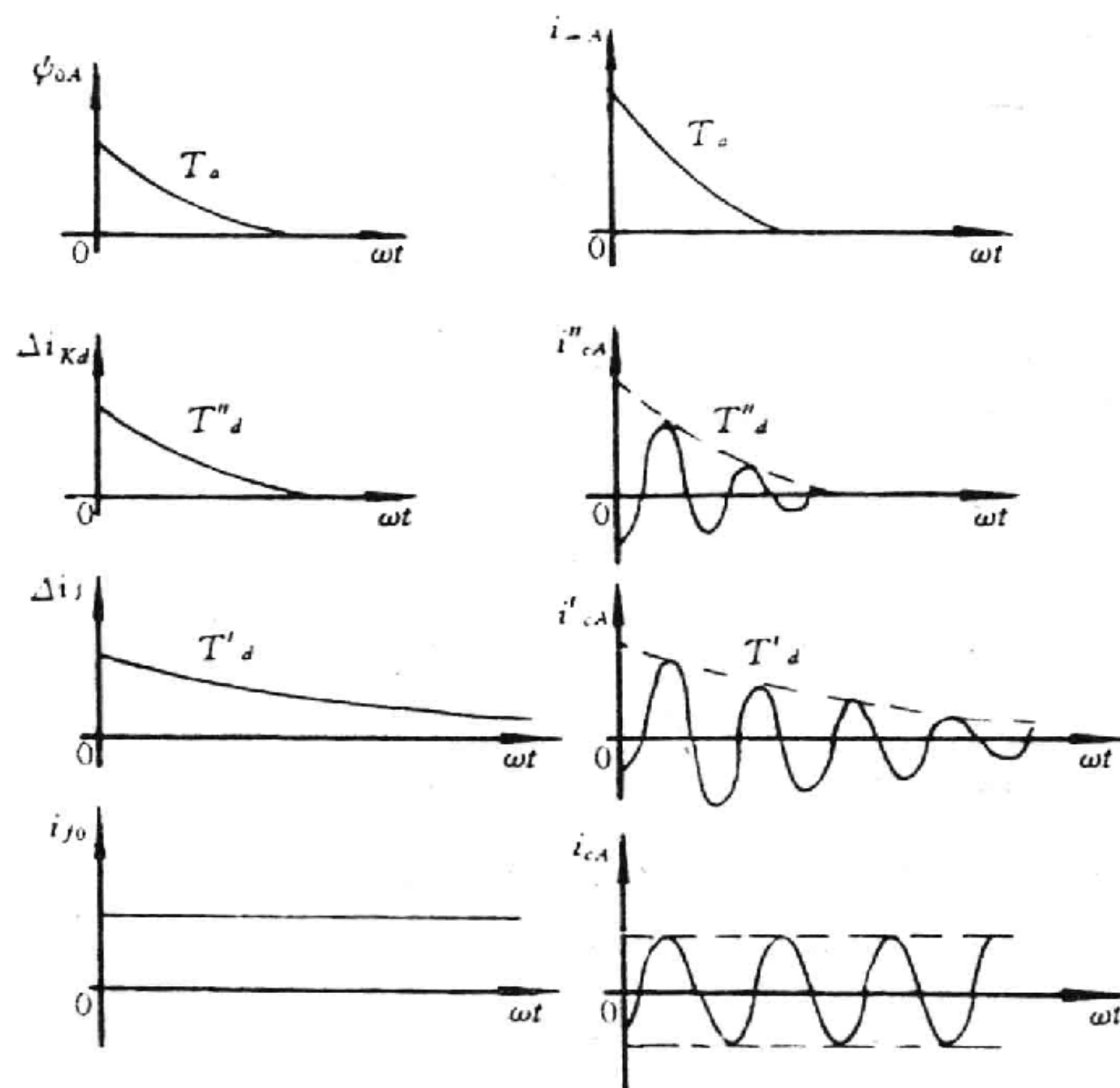


图14-15 起始磁链 ϕ_{0A} 、转子电流和对应的定子短路电流各分量的波形图

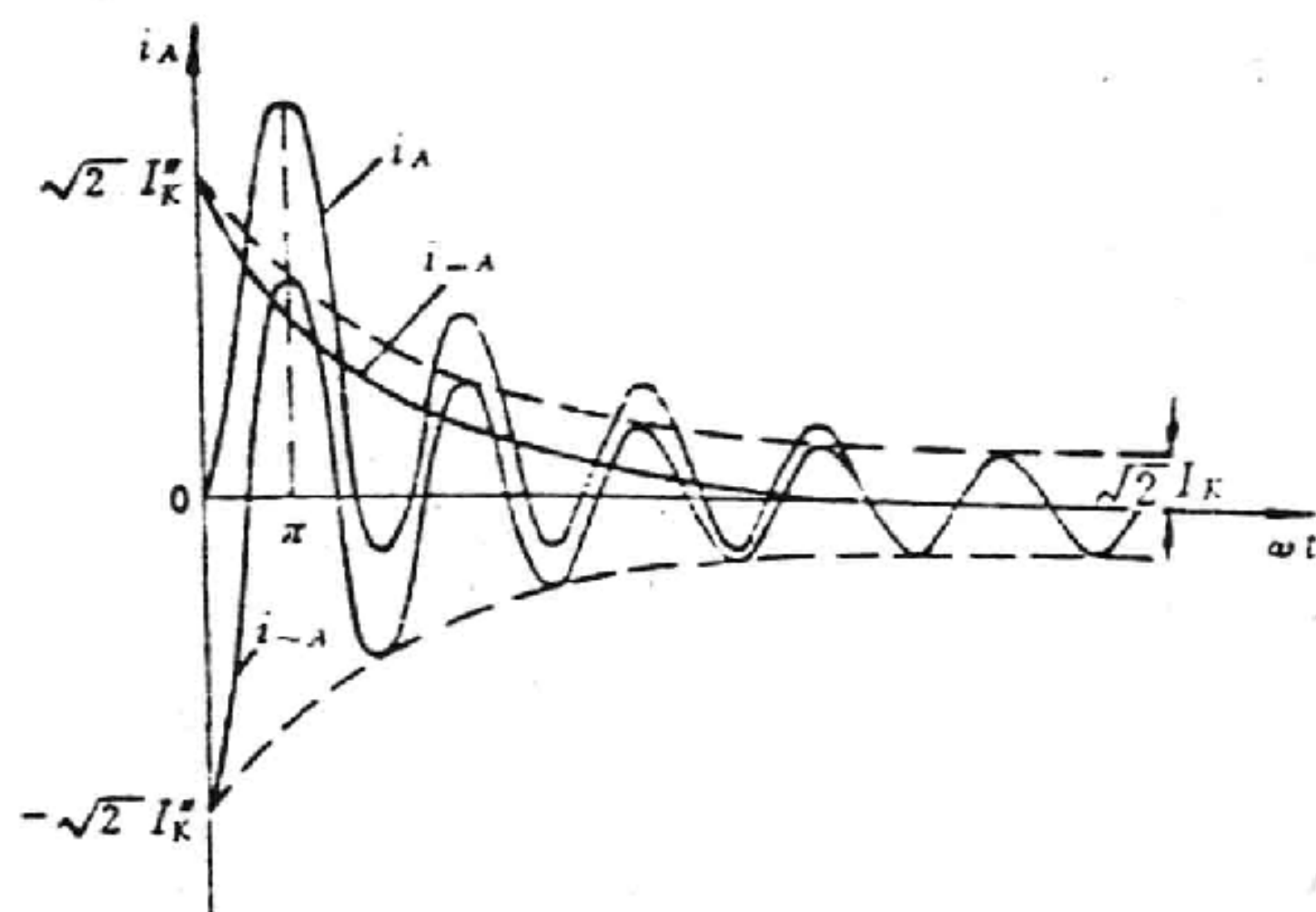


图14-16 三相突然短路 A 相电流波形

17所示,图中虚线1是直流分量,曲线2是阻尼绕组总电流 $i_{d\omega}$,而虚线3是 $i_{d\omega}$ 的衰减包络线。励磁绕组电流波形如图14-18中实线3所示,图中虚线2是没有阻尼绕组时扣除了电流交流分量后的励磁电流,而实线1是有阻尼绕组时扣除交流分量后的总励磁电流。

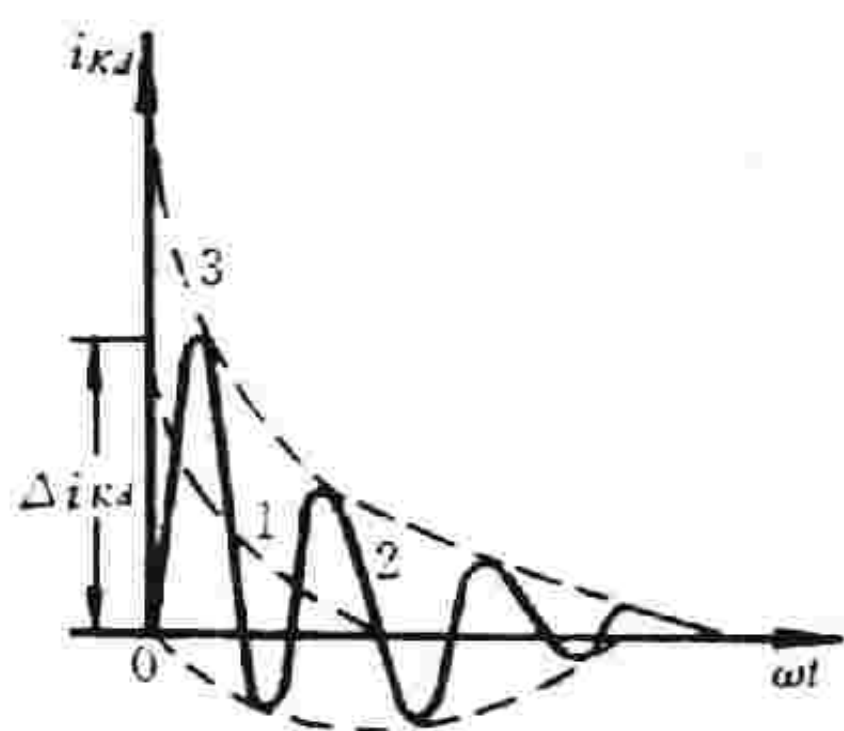


图14-17 阻尼绕组电流的衰减情况

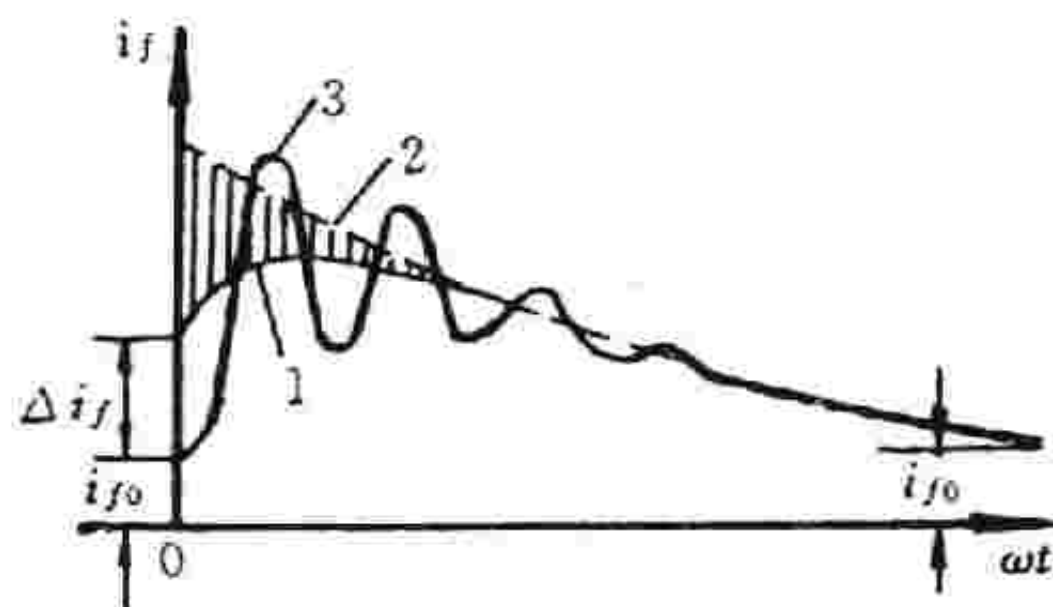


图14-18 装有阻尼绕组的同步电机三相突然短路时励磁电流的波形

尽管三相突然短路瞬间,定子各相磁动势(或电流)交变分量 $f_{A\sim}$ 、 $f_{B\sim}$ 、 $f_{C\sim}$ 的起始值随转子位置而不同,但由于三相合成磁动势是幅值不变的旋转磁动势 ($F_1 = \frac{3}{2} F_{\phi m1}$),而且总是通过直轴,因此由此而引起的转子直流分量和交流分量的大小仅与 F_1 大小有关,而与转子位置 α_0 无关。

§ 14-4 瞬态和超瞬态电抗的测定方法

测定瞬态参数的方法很多,这里仅介绍一种较为简单的方法——静止法。

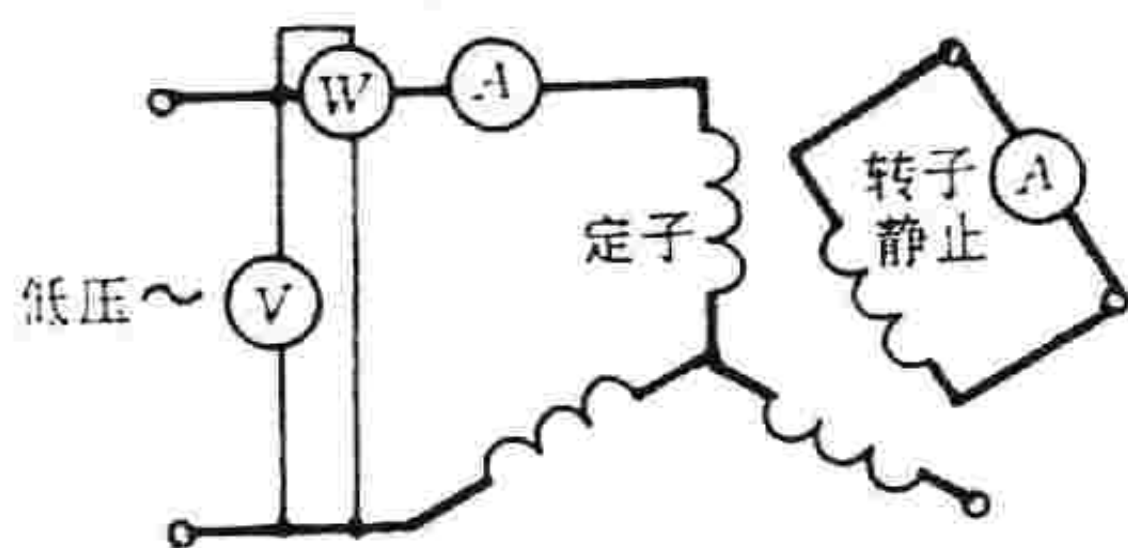


图14-19 用静止法测瞬态和超瞬态电抗

通过前面的分析可知, x''_d 和 x''_q 的等效电路如图14-7(b)和图13-6所示。为了测出 x''_d 和 x''_q , 我们只要模拟 x''_d 、 x''_q 所对应的磁路即可求出它们的数值。

按图14-19接线。励磁绕组直接短路,定子绕组一相开路,另外两相绕组线端间加一单相额定频率的低电压,使定子电流不大于额定值。此时定子绕组产生一脉振磁场,缓缓地转动转子位置,当脉振磁场刚好与转子直轴重合时,则

由于转子绕组要产生反磁动势,它要把电枢磁通挤到漏磁路中去,因而模拟了 x''_d 所对应的磁路。此时对应的电抗最小,所以测出的电流为最大。记录此时之电压 U_1 、电流 $I_{\max}$ 和输入功率 P_1 ,即可求出直轴超瞬态电抗 x''_d 。

$$\left. \begin{aligned} z''_d &= \frac{U_1}{2I_{\max}} \\ r''_d &= \frac{P_1}{2I_{\max}^2} \\ x''_d &= \sqrt{z''_d{}^2 - r''_d{}^2} \end{aligned} \right\} \quad (13-38)$$

如果转子没有阻尼绕组,并且磁极用迭片构成,则上面测出的为瞬态电抗 x'_d 。

当转子的位置移到使电枢磁动势的轴线和主极轴线成 90° 电角度而和交轴重合时,定、转子之间的变压器作用最弱,励磁绕组中感应电流为零,只有交轴阻尼绕组有感应电流,因此对应的电枢电流最小。记录此时之电枢电流 $I_{\min}$ 、外施电压 U_2 和输入功率 P_2 ,即可求出 x''_q 。

$$\left. \begin{aligned} x''_q &= \frac{U_2}{2I_{\min}} \\ r''_q &= \frac{P_2}{2I_{\min}^2} \\ x''_q &= \sqrt{z''_q{}^2 - r''_q{}^2} \end{aligned} \right\} \quad (14-39)$$

如果是凸极电机而交轴上没有阻尼绕组,则上面测出的电抗为交轴瞬态电抗 x'_q 。

超瞬态电抗和转子绕组位置关系如图14-20所示。图中 θ 为转子直轴与电枢磁动势轴线间的夹角。

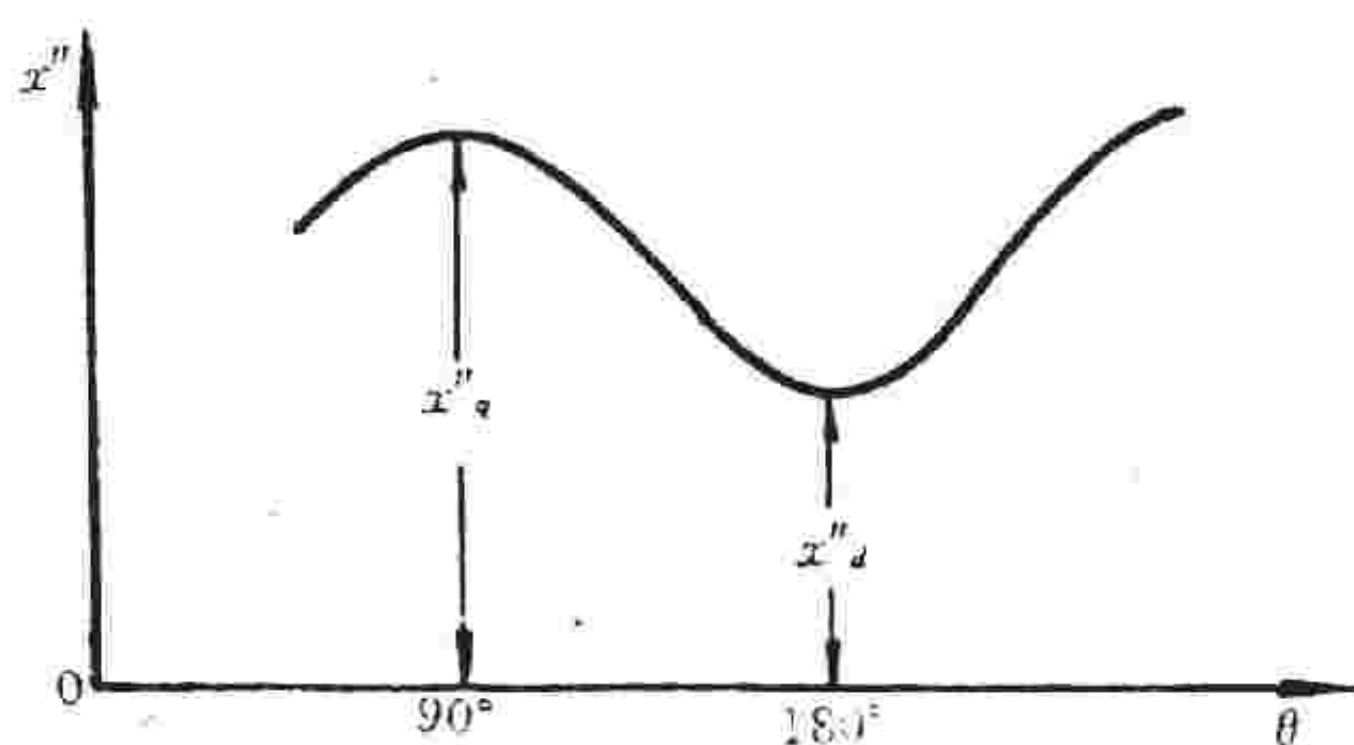


图14-20 超瞬态电抗与转子位置的关系

测出了 x''_d 和 x''_q 后,还可算出负序电抗 x_2 ,

$$\left. \begin{aligned} x_2 &= \frac{x''_d + x''_q}{2} \\ x_2 &= \sqrt{x''_d x''_q} \end{aligned} \right\} \quad (14-40)$$

或

§ 14-5 突然短路对同步电机的影响

一、突然短路的冲击电流产生很大的电磁力

突然短路产生的电磁力对发电机的端接部分产生危险的应力,特别是汽轮发电机里,由于它的端部伸出较长,问题更为严重。

要准确地计算出电磁力的大小很困难。因为,端部所处的磁场的分布是极为复杂的。定性地看,定子绕组端部受到以下几种力(参看图14-21)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,该力的作用方向将使定子绕组向外胀开,而使励磁绕组端部向内压缩,见图14-21。由于电磁力的数值与两导体中电流的乘积成正比,而突然短路时的冲击电流很大,这个作用力是很大的。

(2) 定子绕组端部与定子铁心之间的吸力 F_2 。此力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, 这个力的大小与导体中电流的平方成正比, 所以其数值也是很大的。

(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, 则为斥力(图14-21), 若电流方向相同, 则产生吸力。在绕组端部伸出铁心的直线部分之间的电磁力方向则为切线方向。

以上这些力的作用都使定子绕组端部弯曲, 如果端部紧固不良, 则在发生突然短路时端部就要受到损伤。

二、突然短路时产生很大的电磁转矩

在突然短路时, 气隙磁场变化不大, 而定子电流却增长很多, 因此要产生巨大的电磁转矩, 该转矩作用在电机轴、机座和底脚螺钉上产生危害

如果忽略电枢绕组电阻不计, 电枢绕组中周期性电流分量此时主要是无功性质的, 因而不产生转矩。转矩只是由电枢绕组中非周期性电流所产生的静止磁场与转子非周期性电流所产生的旋转磁场之间相互作用引起的。由于转子磁极一直对电枢静止磁场移动, 故所产生的转矩是交变的, 其方向将为每过半周就改变一次, 时而驱动时而制动。

实际上电枢绕组电阻不等于零, 因此电枢中周期性电流将产生交轴磁场, 它和转子非周期性电流所产生的旋转磁场在空间上同步旋转, 由于这两个磁场的轴线不重合, 它们之间将产生一个制动性质的恒向转矩与交变转矩相加, 而交变转矩的幅值比单向制动转矩的数值要大很多。因此在设计电机的转轴、机座等结构时, 必须加以考虑。

上述转矩将随着有关电流一同衰减。

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, 而使铜耗很大, 所产生的热量使绕组温升增加。不过因为电流衰减较快, 电机热容量较大, 有时过电流保护装置又很快将开关跳闸, 使电机从电网中脱开, 因此, 各绕组的温升增高得并不多。经验表明, 在突然短路中, 很小发现电机受到热破坏现象。

例14-1 设有一台三相50kW 同步发电机, 由于励磁磁通所引起的空载相电压为220V, 当三相突然短路时, 由示波器记下电流波形。定子电流周期分量包络线可由下列方程式表示。

$$i = 137 + 163e^{-\frac{t}{1.33}} + 95e^{-\frac{t}{0.0198}} \text{ A}$$

A 相定子电流非周期性分量方程为

$$i_{\text{A}} = 350e^{-\frac{t}{0.210}} \text{ A}$$

试求: (1) x''_d 、 x'_d 和 x_d ;

(2) 时间常数 T''_d 和 T'_d ;

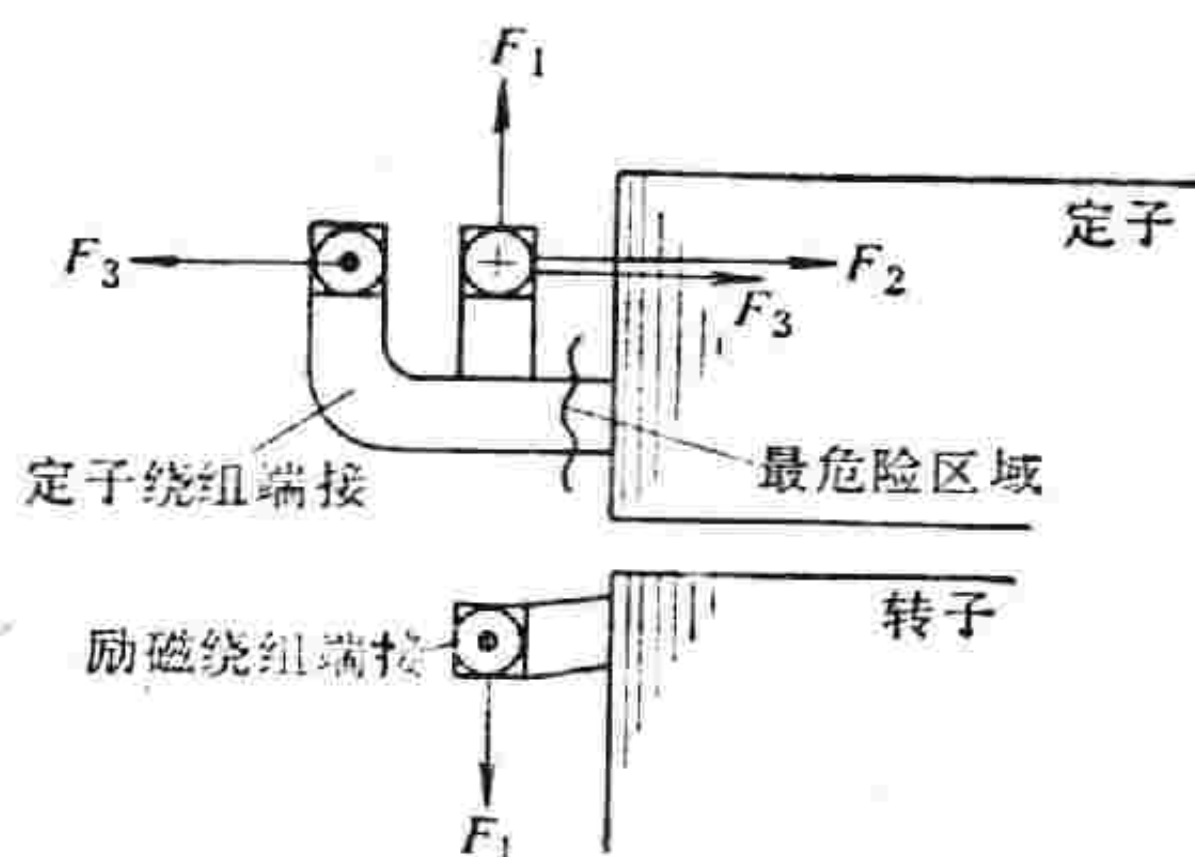


图14-21 突然短路时定、转子绕组端部之间的电磁力

(3) 短路初瞬间主磁极轴线与 A 相轴线夹角 α_0 ;

(4) 时间常数 T_a 。

解: (1) 周期性分量的包络线方程为

$$\begin{aligned} & \sqrt{2} E_0 \left[\left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \frac{1}{x_d} \right] \\ &= 95 e^{-\frac{t}{0.0196}} + 163 e^{-\frac{t}{1.53}} + 137 \end{aligned}$$

由此可知

$$\frac{\sqrt{2} E_0}{x_d} = 137$$

所以

$$x_d = \frac{\sqrt{2} E_0}{137} = \frac{\sqrt{2} \times 220}{137} = 2.27 \quad \Omega$$

瞬态分量按较大的时间常数衰减, 其起始值为

$$\sqrt{2} E_0 \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) = 163$$

或

$$\frac{\sqrt{2} E_0}{x'_d} - 137 = 163$$

所以

$$x'_d = \frac{\sqrt{2} E_0}{163 + 137} = \frac{\sqrt{2} \times 220}{300} = 1.035 \quad \Omega$$

超瞬态分量按较小的时间常数衰减, 其起始值为

$$\sqrt{2} E_0 \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) = 95$$

或

$$\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} - 300 = 95$$

所以

$$x''_d = \frac{\sqrt{2} E_0}{300 + 95} = \frac{\sqrt{2} \times 220}{395} = 0.786 \quad \Omega$$

(2) 由周期性分量包络线方程可知

$$T''_d = 0.0196 \quad \text{s}$$

$$T'_d = 1.53 \quad \text{s}$$

(3) A 相电枢电流非周期分量为

$$i_{-A} = \frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0 e^{-\frac{t}{T''_d}} = 350 e^{-\frac{t}{0.0196}}$$

由此可知

$$\frac{\sqrt{2} E_0}{x''_d} \cos \alpha_0 = 350$$

$$\cos \alpha_0 = \frac{350 x''_d}{\sqrt{2} E_0} = \frac{350 \times 0.787}{\sqrt{2} \times 220} = 0.8854$$

所以

$$\alpha_0 = 27.7^\circ$$

(4) 由 A 相非周期分量方程式可知

$$T_a = 0.210 \quad \text{s}$$

小 结

突然短路和稳态短路的本质区别是:稳态短路时,电枢磁场为恒幅同步旋转磁场,它不会在转子绕组中感应电动势,而突然短路时,电枢磁场虽然仍以同步速旋转,但因幅值突然变化,定、转子之间出现了变压器关系,使转子各绕组中感应出了电流。这些电流把电枢反应磁通挤到励磁绕组和阻尼绕组的漏磁路,其磁路的磁阻比稳态时主磁路磁阻大得多,即磁导要小很多,故 x''_d 、 x'_d 比 x_d 小得多,因而突然短路电流比稳态短路电流大很多倍。

一般情况下,定、转子突然短路电流中都包含有周期性和非周期性电流,其中定子周期性电流和转子非周期性电流相对应,定子非周期性电流和转子周期性电流相对应。如考虑到各绕组的电阻,各电流分量将会衰减,衰减的时间常数决定了绕组的电阻和等效电感。

由于突然短路电流很大,常产生很大的电磁力和电磁转矩,故在同步发电机的设计、制造和运行中,都必须加以考虑,以免造成严重事故。

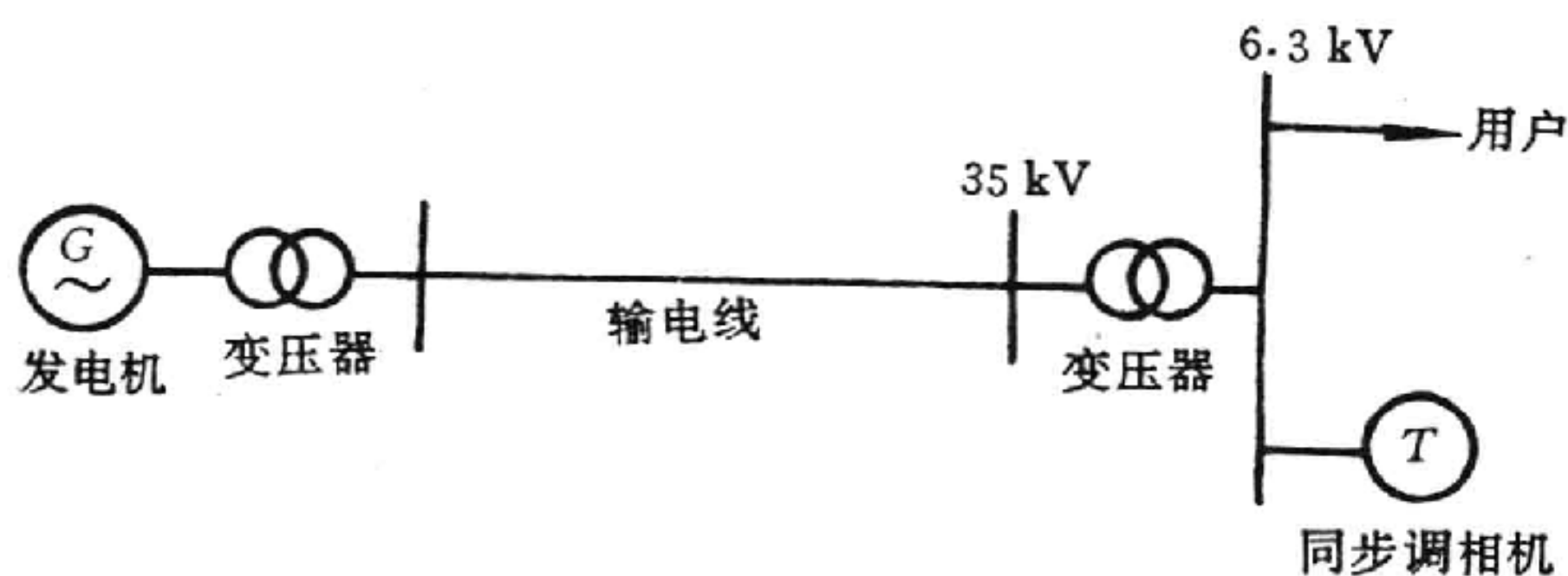
第十二章至第十四章 自测题

一、问答题

1. 同步电动机带额定负载时,如 $\cos\varphi=1$,若保持此励磁电流不变而空载运行,功率因数是否会改变。
2. 为什么当 $\cos\varphi$ 滞后时电枢反应在发电机的运行里显示去磁作用,而在电动机中却为加磁作用?
3. 一水电站供应一远距离用户,为改善功率因数,添置一台同步调相机,此机应装在水电站内还是装在用户附近?为什么?
4. 当转子以额定转速旋转时,定子绕组通入负序电流后,定子绕组与转子绕组之间的电磁联系与通入正序电流时有何本质区别?
5. 有两台同步发电机,定子完全一样,但转子所用材料不同,一个转子的磁极用钢板叠成,另一个为实心磁极(整块锻钢),设两者都没有装阻尼绕组,问哪台电机的负序电抗要小些?
6. 为什么零序电流只建立漏磁通以及三次和三的奇数倍次谐波磁通?为什么 $x_0 < x_s$?
7. 三相突然短路时,各绕组的周期性电流和非周期性电流是如何出现的?在定、转子绕组中,它们的对应关系是怎样的?在什么情况下定子某相绕组中非周期性电流最大?
8. 同步同机的电抗大小取决于什么?参数 x''_d 、 x'_d 、 x_d 哪一个大,哪一个小?为什么?
9. 三相突然短路时,定、转子各分量电流为什么会衰减?衰减时哪几个分量是主动的?哪几个是随动的?为什么有此区别。
10. 试按数值大小排列同步电机的各种电抗: x_s 、 x_d 、 x_q 、 x'_d 、 x''_d 、 x''_q 、 x_2 、 x_0 。

二、有一台凸极同步电动机接到无限大电网上,电动机的端电压为额定电压,电动机的电抗 $x'_d=0.8$, $x_q=0.5$,额定负载时的电动机的功率角 $\theta_N=25^\circ$,试求额定负载时的励磁电动势(标么值)。

三、从某电厂的35kV、30km长的输电线供给某工厂20000kVA的功率(如图所示),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0.17欧。



题三附图

试求：

1. 没有同步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同步调相机，使总功率因数提高到0.905(滞后)，问此时同步调相机容量为多少千伏安(忽略同步调相机有功电流)，补偿后，线路的功率损耗为多少？

四、一台汽轮发电机， $P_N = 12000 \text{ kW}$ ， $U_N = 6300 \text{ V}$ ，Y 接法，50Hz， $\cos \varphi_N = 0.8$ (滞后)，在空载额定电压下发生机端三相突然短路。已知其参数为 $x''_d = 0.117$ ， $x'_d = 0.192$ ， $x_d = 1.86$ ， $T''_d = 0.105 \text{ s}$ ， $T'_d = 0.84 \text{ s}$ ， $T_d = 0.162 \text{ s}$ ，设短路初瞬时与定子 B 相交链的主磁链为最大值。

1. 试写出三相电流方程式；

2. 哪一相短路电流最大？其最大值用标么值表示为多少？

第三篇 异步电机

第十五章 三相异步电机的基本结构和基本工作原理

- 本章重点内容: 1. 了解三相异步电机的基本结构。
2. 掌握三相异步电动机的基本工作原理。
3. 掌握转差率的计算和三种运行状态。

§ 15-1 概 述

异步电机是一种交流电机。由于它的转子的旋转速度与定子电流所产生的旋转磁场不是同步旋转,故称异步电机(*asynchronous machine*)。异步电机的定、转子之间没有电的直接联系,是靠定、转子之间的电磁感应作用实现机电能量转换,故又称感应电机(*induction machine*)。

异步电机主要作为电动机运行,它是目前应用最广的一种电机。据统计,在电网的总负载中,动力负载约占 59%,而异步电动机则占总动力负载中的 85%,由此可见异步电动机在工农业生产中的重要地位。异步电动机的应用范围非常广泛,容量从几十瓦一直到几千瓦,应用于各种行业,例如工业中的中、小型轧钢设备,矿山机械、机床、起重机和鼓风机,电厂中的磨煤机、给水泵,农业中的水泵、农副产品加工机械等,一般都用异步电动机来拖动,此外,在人民日常生活中,异步电动机也用得很多,例如电扇、洗衣机、电冰箱和各种医疗机械中,都是用单相异步电动机作为动力。总之,异步电动机应用范围广,需要量大,随着工农业生产的发展和人民生活水平的提高,异步电动机的应用还将日益增多。

异步电动机之所以得到广泛的应用,是因为和其它各种电机比较,它的结构简单,运行可靠,效率较高,价格低廉,维护方便,而且坚固耐用,它和同容量、同转速的直流电动机相比,异步电动机的重量约为直流电动机的一半,而价格仅为直流电动机的三分之一。

异步电动机也存在一些缺点,最主要的是不能经济地在较广泛的范围内实现平滑调速,它一般适用于转速基本不变的负载,对于某些需要随意调节转速的机械,一般用直流电动机来拖动;另一个缺点是它需要从电网吸收感性无功功率来建立磁场,因此使电网功率因数降低。由于电网中异步电动机占的比重大,所需感性无功功率对电网来说是一个相当大的负担,它既增加了损耗,也限制了发电机有功功率的输出,因此在某些单机容量较大,需要恒速运行的场合,常用功率因数可以调节的同步电动机拖动。

§ 15-2 异步电机的基本结构

异步电机按定子绕组所接电源的相数分,可分为单相异步电机(*single-phase asynchronous machine*)和三相异步电机(*three-phase asynchronous machine*);按转子结构分,可分为笼型异步电机(*Cage asynchronous machine*)和绕线转子异步电机(*wound-rotor asynchronous machine*)两类。图 15-1(a)、(b)分是这两种类型的结构剖视图。关于单相电机的结构将在以后讨论,本节将说明三相异步电机的主要结构部件。

异步电机由静止不动的定子部分和旋转的转子部分以及定、转子之间的气隙组成。

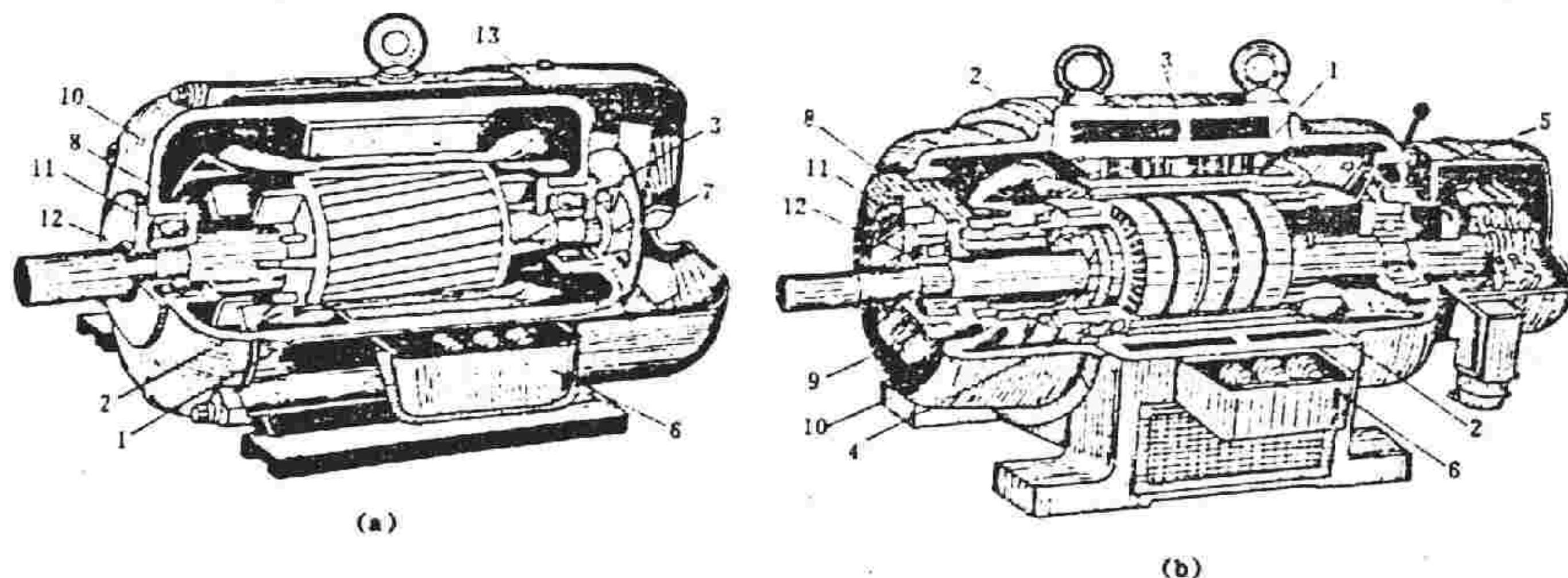


图 15-1 异步电机结构剖视图

(a) 笼型转子 (b) 绕线转子

1—定子;2—定子绕组;3—转子;4—转子绕组;5—滑环;6—出线盒;7—风扇

8—轴承;9—轴承套;10—端盖;11—内盖;12—外盖;13—风罩

一、定子部分

定子是异步电机固定不动的部分,它由定子铁心、定子绕组和机座等部分组成。

定子铁心的作用是作为电机主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,铁心一般采用导磁性能好和比损耗小的 0.5mm 厚硅钢片叠成,如图 15-2 所示。当铁心外径大于 1m 时,则采用扇形片拼成圆形,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。

为了嵌放定子绕组,在定子铁心内圆均匀地冲有许多形状相同的槽,槽的形状由电机容量、电压及绕组的形式而定。小型异步电机通常采用图 15-3(a)所示的半闭口槽,其槽口的宽度小于槽宽的一半,这种槽形的优点是可以减小主磁路的磁阻从而可以减少激磁电流,改善电机的功率因数,同时也可减小气隙磁场的脉振,相应减少电机的附加损耗。其缺点是嵌线不方便。500V 以下的中型电机,通常采用图 15-3(b)所示的半闭口槽,其槽口宽稍大于槽宽的一半,它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。对于高电压的大、中型异步电机,一般采用图 15-3(c)所示的开口槽,其槽口宽度等于槽宽,它既便于嵌线,又可提高绝缘

质量。

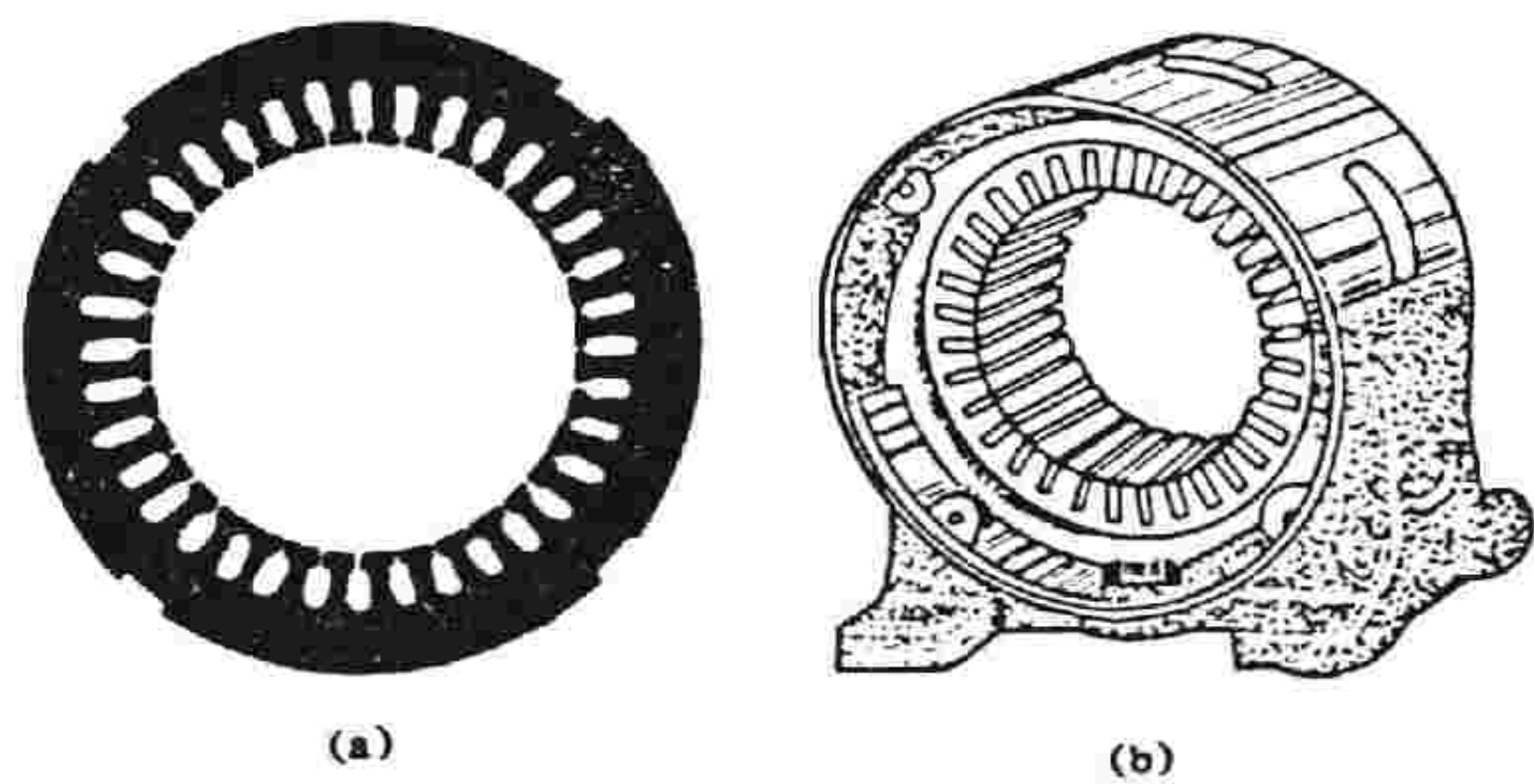


图 15-2 异步电机的定子铁心结构
(a)定子铁心冲片； (b)定子铁心及机座

定子绕组是电机的主要电路部分,其作用是感应电动势,通过电流,建立旋转磁场,以实现机电能量转换。定子绕组分单层和双层两种,10kW 以下的小容量异步电机,常用单层绕组,容量较大的异步电机都采用双层短距绕组。

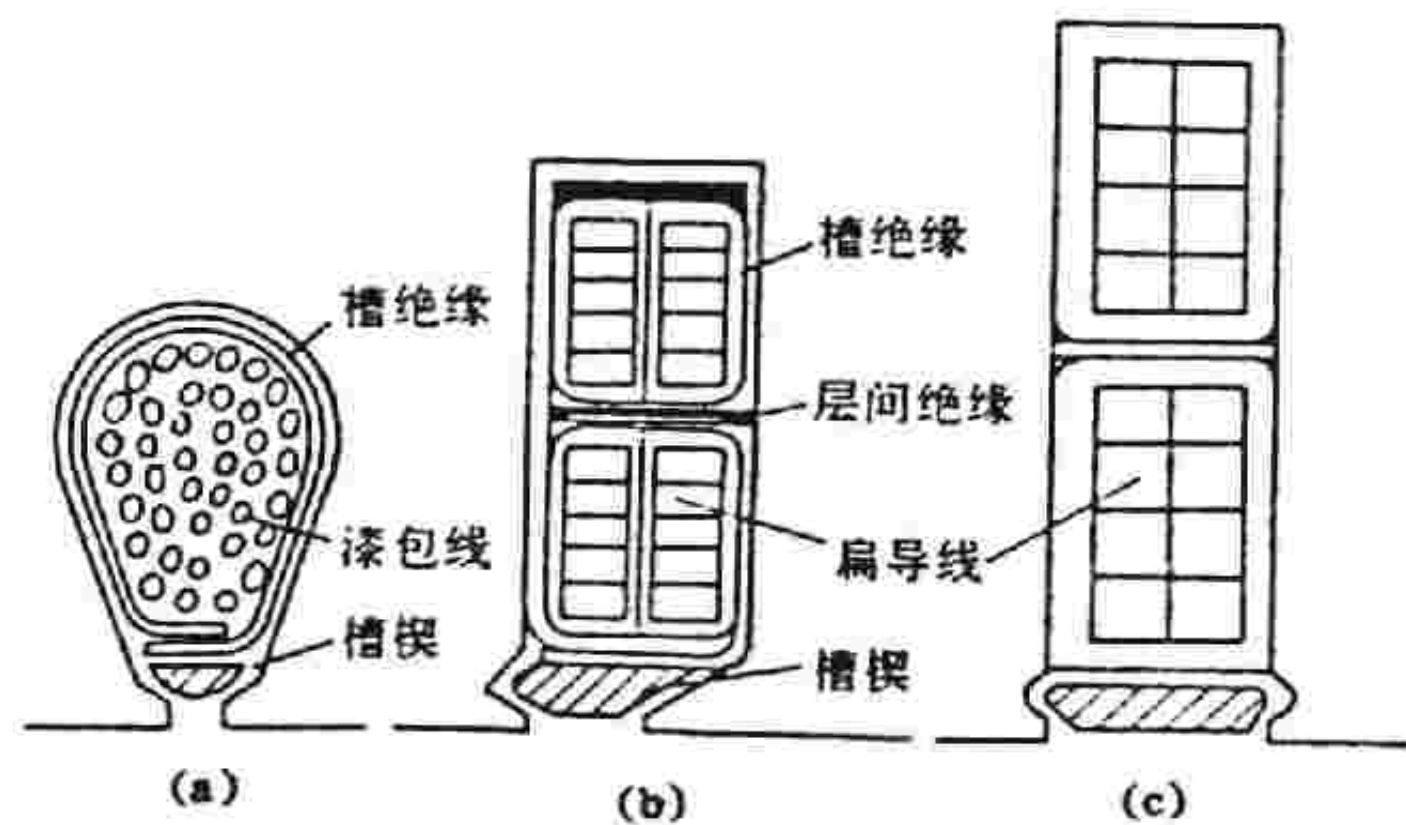


图 15-3 异步电机的定子槽形
(a)半闭口槽 (b)半开口槽 (c)开口槽

定子绕组在槽内部分与铁心之间必须可靠绝缘,这部分绝缘称为槽绝缘。绕组端部各相之间也应绝缘,称为相间绝缘,对于双层绕组,槽内上下层之间还有层间绝缘,为了固定槽内导线,在槽口打入槽楔,如图 15-3 中所示。

三相异步电动机的定子绕组可接成星形或三角形。一般中、小型容量低电压的异步电动机三相绕组的六个出线端都引到接线板上,在外面根据需要接成星形或三角形,如图 15-4 所示。这样可以使电机适用于两种不同的电源电压,例如图 15-4(a)的星形接法用于 380V 电源,则按图 15-4(b)的三角形接法适用于 220V 电源。把六个出线端引出来还可满足“星形—三角形”起动的要求,起动时接成星形,运行时接成三角形。

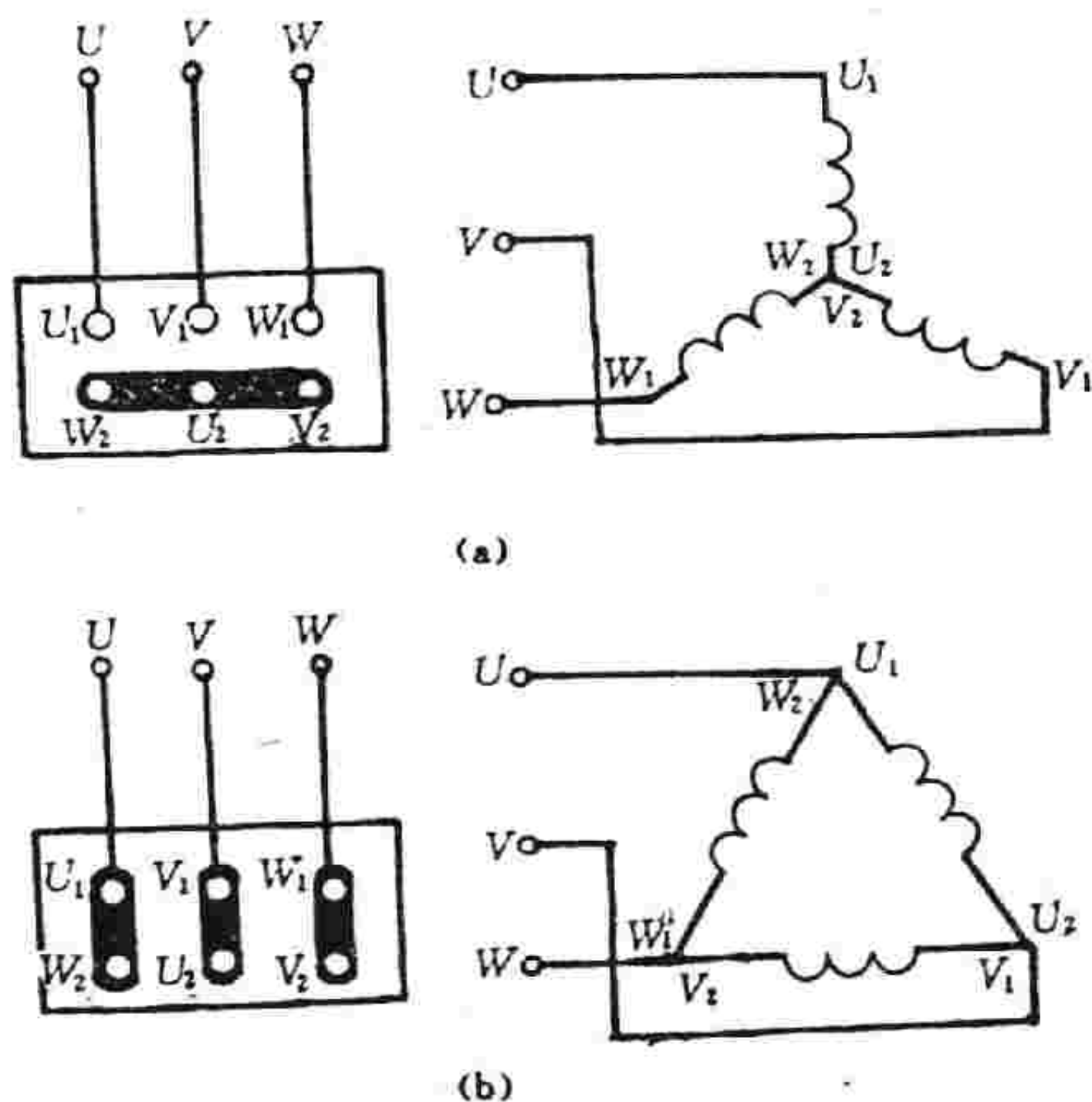


图 15-4 三相异步电动机的接线板
(a)星形联结 (b)三角形联结

机座又称机壳,它的作用是固定和支撑定子铁心,同时承受运行过程中的各种作用力。中、小型异步电机一般都采用铸铁机座,对封闭式的小型异步电机,铁心紧贴在机座的内壁。电机运行时,由内部损耗产生的热量通过铁心传给机座,再由机座表面散发到周围空间,因此,为了增加散热面积,在机座外表面有散热片,对于大容量异步电机,一般采用钢板焊接机座,为了通风冷却,在机座与铁心间留有间隙,作为冷却空气的通道。

二、转子部分

异步电机的转子是电机的旋转部分,它由转子铁心,转子绕组和转轴等组成。

转子铁心的作用是作为电机主磁路的一部分和放置转子绕组,一般用定子冲片冲下后的中间部分加工叠成。中、小型异步电机的转子铁心直接套在转轴上,大型异步电机的转子铁心则套在装有转轴的转子支架上,转子铁心上开有槽,以供放置转子绕组之用。

转子绕组的作用是感应电动势,流过电流和产生电磁转矩,其结构形式有笼型转子和绕线转子两种。

1. 笼型转子(Cage rotor)

笼型转子的绕组是由安放在转子铁心槽内的裸导条和两端的环形端环连接而成,如果去掉转子铁心,整个绕组的外形象一个“松鼠笼”,故又称鼠笼式转子(Squirrel Cage rotor),如图 15-5 所示。绕组的材料有铜和铝两种,为了节约用铜和提高生产率,小型笼型异步电机,一般采用铸铝转子,把导条、端环以及风叶一起铸出,如图 15-5(b)所示。对容量大于 100kW 的电机,由于铸铝质量不易保证,常用铜条插入转子槽内,再在两端焊上端环而成。

为了消除齿谐波的影响以改善电机的起动性能,小容量笼型转子槽常做成斜槽,在大、中型电机中,为了改善起动性能,笼型转子做成深槽型或双笼型。

笼型转子异步电机结构简单,制造方便,是一种既经济又耐用的电机,工农业上应用极为

广泛。

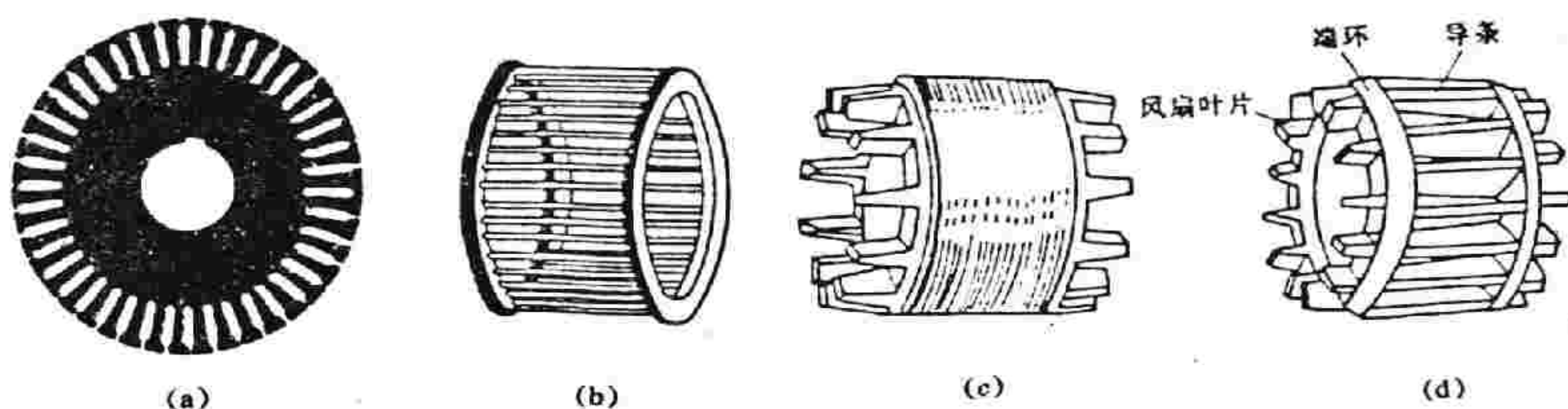


图 15-5 笼型转子绕组

2. 绕线转子(wound-rotor)

绕线转子的绕组和定子绕组相似,是用绝缘导线嵌入转子铁心槽内,连成星形接法的三相对称绕组,然后把三个出线端分别接到转子轴上的三个滑环上,再通过电刷与外面的附加电阻相接,用以改善起动性能或调节电动机的转速,绕线转子异步电动机接线示意图如图 15-6 所示。有的绕线转子异步电动机还装有一种举刷短路装置,当电动机起动完毕而又不需要调节转速时,移动手柄,使电刷举起而与集电环脱离接触,同时使三只集电环彼此短接起来,这样可以减少电刷的磨损和磨擦损耗,提高运行的可靠性。

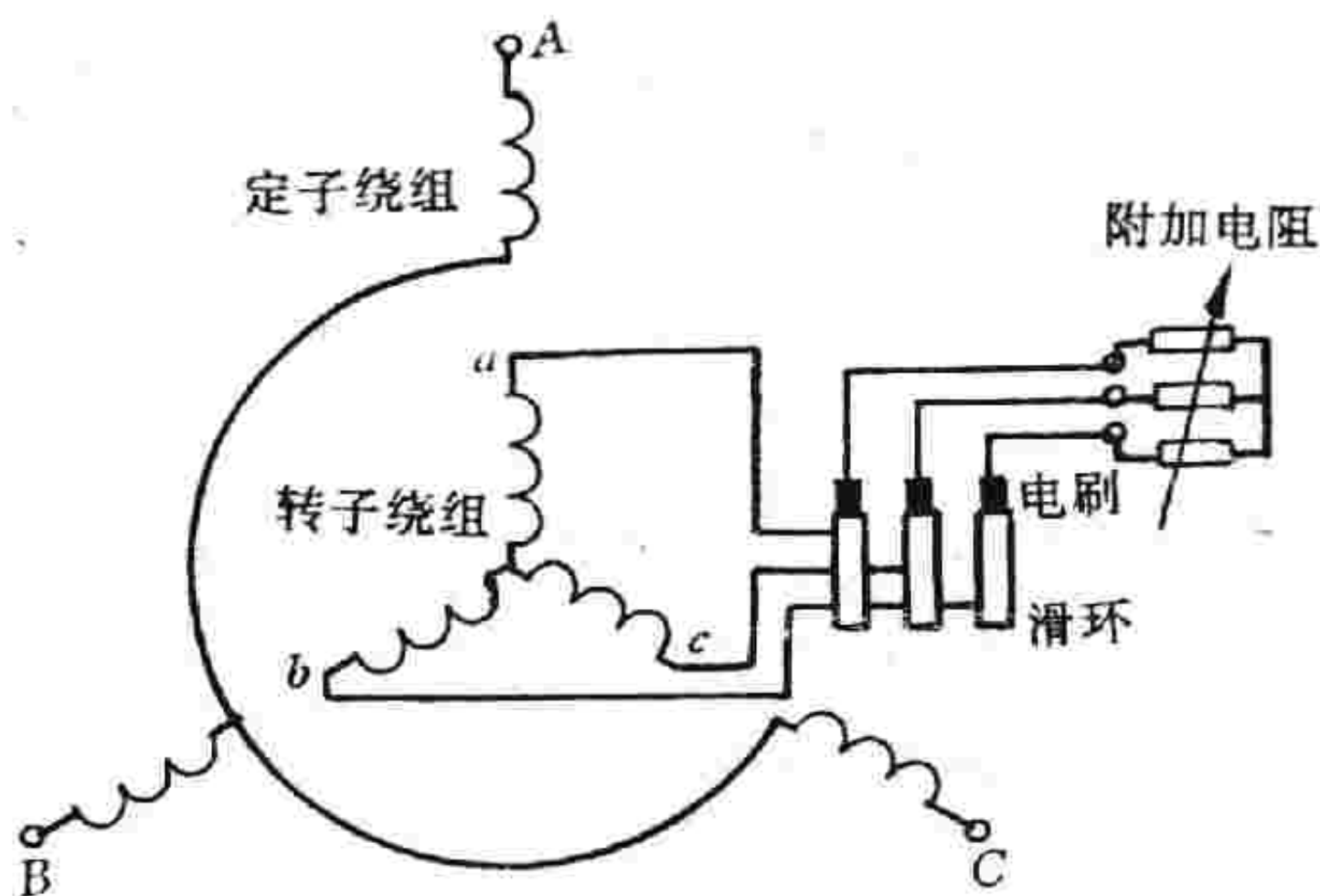


图 15-6 绕线转子异步电动机接线示意图

与笼型转子相比,绕线转子的缺点是结构复杂,价格较贵,运行的可靠性亦稍差,因此只用在要求起动电流小,起动转矩大或需要调速的场合。

3. 气隙(air gap)

定、转子之间的间隙称为气隙,异步电动机的气隙对其性能影响很大,因为异步电机的激磁电流是由电网供给的,气隙愈大,主磁路的磁阻也愈大,所需激磁电流就愈大,由于激磁电流为无功电流,所以气隙愈大,电机的功率因数就愈低,为了减少激磁电流以提高功率因数,气隙应尽可能地小,考虑到装配的方便和运转的安全,根据电机尺寸和转速,气隙有一定的最小数值,中、小型异步电机的气隙为 0.2—1.0mm。

§ 15-3 三相异步电动机的工作原理 和异步电机的三种运行状态

一、三相异步电动机的转动原理

异步电动机在电磁原理上类似于变压器,它的三相定子绕组相当于变压器的原绕组,转子绕组相当于变压器的副绕组,通过电磁感应关系实现机电能量转换,所不同的是变压器铁心中的磁场为脉振磁场,异步电动机气隙中的磁场为旋转磁场。

如果把异步电动机的定子三相对称绕组接在三相对称电源上,则三相绕组里要流过三相对称电流。根据交流绕组磁动势一章可知,它们要联合产生一个基波旋转磁动势,若规定电流正方向为首端流向末端,则当 A 相电流达到最大时,旋转磁动势刚好转到 A 相绕组轴线上,如图 15-7 所示。由电流的相序可知,该磁动势产生的旋转磁场(图中用 S、N 极表示)以同步速 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$ 沿逆时针方向旋转,旋转磁场的磁力线将切割转子导体而感应电动势,电动势方向可用右手定则确定,由于转子绕组本身短路,在该电动势的作用下,转子导体中便有电流流过,转子绕组具有一定的电阻和电抗,转子电流可分为有功分量和无功分量,其有功分量与电动势同相位,所以图 15-7 中转子电动势方向也表示转子有功电流的方向。转子有功电流与气隙旋转磁场相互作用产生电磁力,其方向用左手定则确定,整个转子导体所受的电磁力形成一电磁转矩,促使转子转动起来,其转向与定子旋转磁场方向一致,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,或者说电动机把电能转换成机械能。

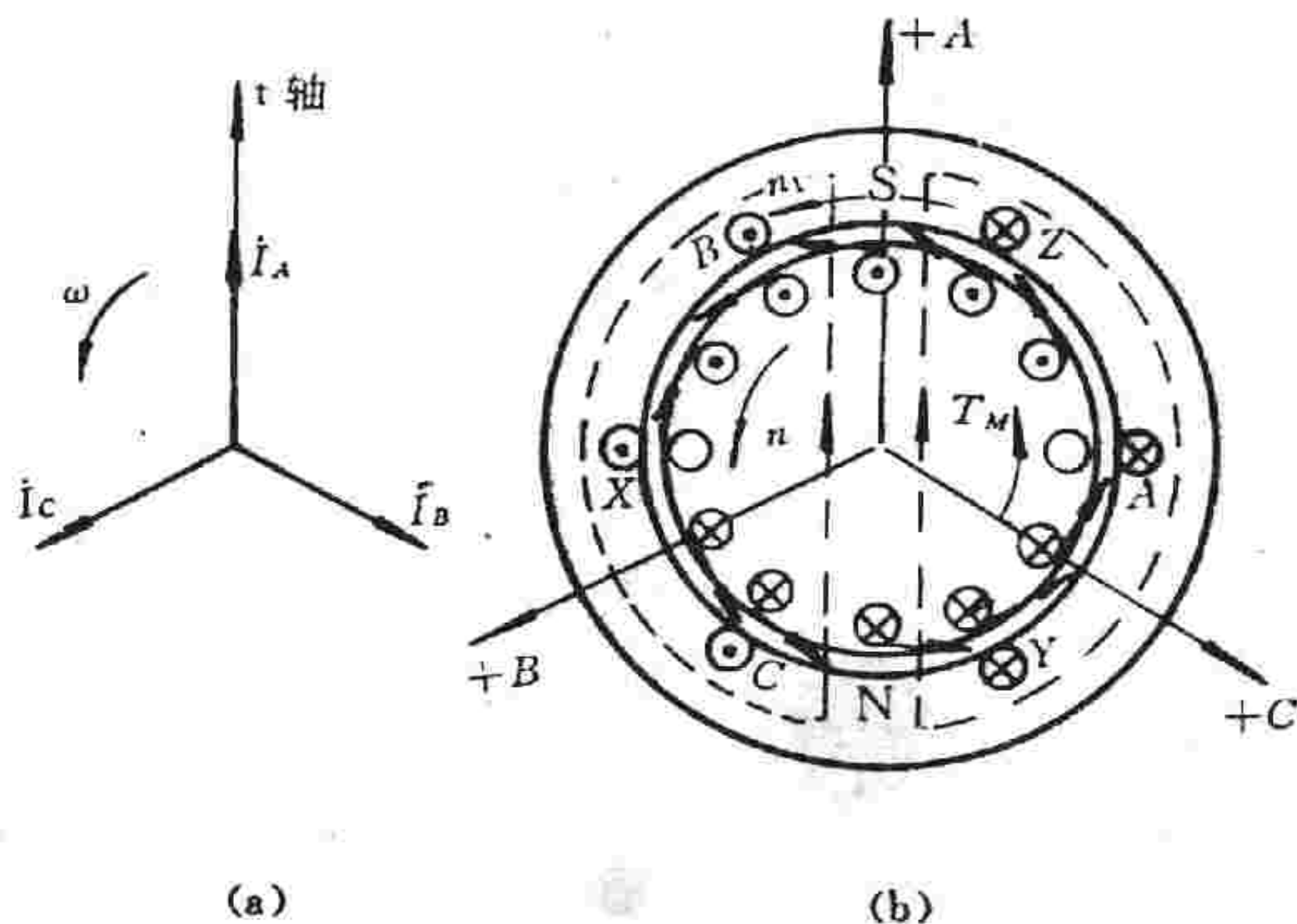


图 15-7 三相异步电动机转动原理

异步电动机的转子转速不可能达到定子旋转磁场的转速,即同步速 n_1 ,因为如果达到同步速,则转子导体与旋转磁场之间没有相对运动,随之就不能在转子导体中感应出电动势和电

流,也就不能产生拖动转子旋转的电磁转矩。因此,异步电动机转子转速总是低于同步速。

从上分析可知,异步电动机的转子转向总是与定子旋转磁场方向一致。因此,要改变三相异步电动机转向,只要改变定子旋转磁场转向就可以了,也就是说,改变定子三相绕组所接电源的相序即可改变三相异步电动机的转向。

二、转差率(slip)

异步电动机的转子电动势和电流取决于旋转磁场转速 n_1 与转子转速 n 之差,因此我们在分析异步电动机转速变化时,常不直接用转速,而用同步速 n_1 与转子转速 n 之差与同步速之比值来表示,这个量称为转差率,以 s 表示,即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (15-1)$$

转速 n 为一代数量,一般取旋转磁场的转向为转速的正方向。根据上式可知,当 $n = n_1$ 时, $s = 0$; 当 $n = 0$ 时, $s = 1$; 当 $n > n_1$ 时, $s < 0$; 当电机转向与气隙旋转磁场方向相反,即 $n < 0$ 时, $s > 1$ 。

转差率 s 是异步电动机的一個基本变量。当负载变化时,转差率也随之变化,使转子导体中的电动势、电流和电磁转矩都发生变化,以适应负载的需要,通常异步电动机空载时转差率在 0.005 以下,满载转差率在 0.05 以下。

三、异步电机三种不同的运行状态

按照转差率的正负和大小,异步电机有三种不同运行状态。

1. 转子正转,但转速小于同步速,即 $0 < n < n_1$, 或 $1 > s > 0$ 。

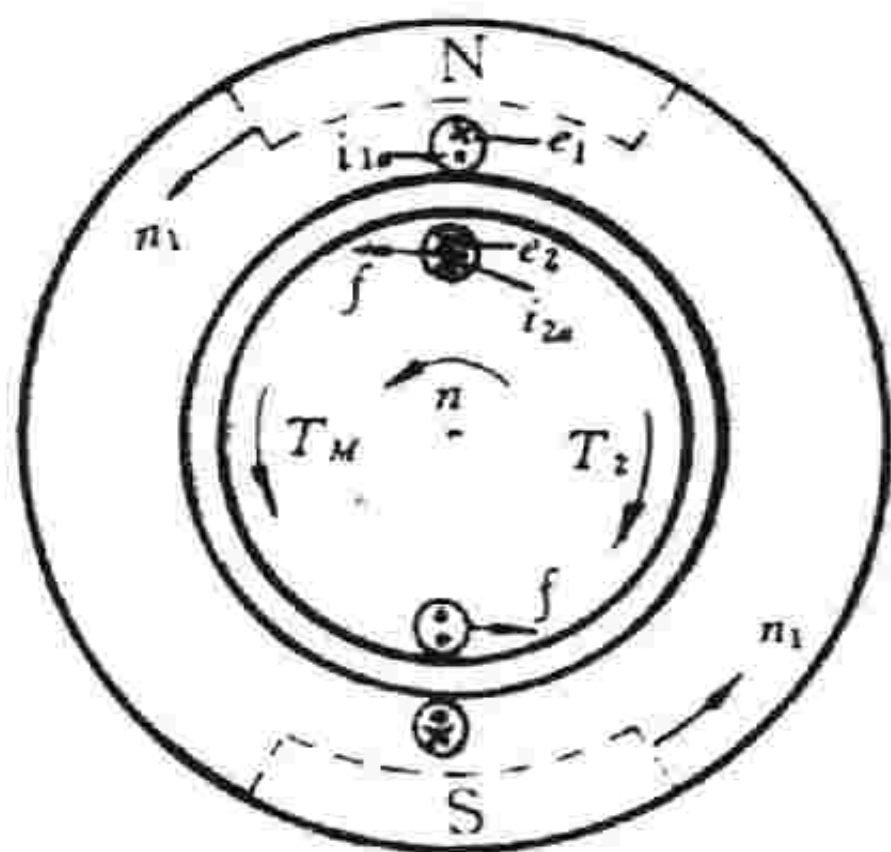


图 15-8 电动机运行状态

图 15-8 表示一台二极异步电机示意图,设转子转向与旋转磁场的转向相同,而转速 n 小于同步速 n_1 ,则定子磁场(图中用 N、S 极表示)相对于转子的转速为 $n'_1 = n_1 - n > 0$,即相对转速 n'_1 与 n_1 同转向。根据右手定则,确定转子导体电动势和有功电流方向,再根据左手定则,确定导体受力方向和电磁转矩 T_M 的方向。由图可知, T_M 与转子转向一致,电磁转矩为拖动转矩(或主转矩),当电磁转矩 T_M 大到足够克服制动转矩时,转子就带动机械负载旋转,输出机械功率。另一方面,旋转磁场也要切割定子导体而感应电动势,电动势方向也可用右手定则

确定。定子电流方向可以这样确定:与变压器相似,定、转子之间存在着磁动势平衡关系,当转子有电流时,定子电流必须增加一个负载分量,而且负载分量的方向与转子电流方向总是相反的。由此可知,定子电动势 e_1 与电流 $i_{1\omega}$ 方向相反,即 e_1 为反电动势。电功率 $e_1 \cdot i_{1\omega}$ 为负值,说明定子从电网吸收电功率,或者说,为了使电流流入定子绕组,电源必须克服这一反电动势而向电机输入电功率。显然,这种输入电功率,输出机械功率的运行状态为电动机运行状态。

2. 转子正转但高于同步速,即 $n > n_1$, 或 $s < 0$ 。

如果用原动机拖动异步电机转子沿着旋转磁场的转向旋转,且转速高于同步速。此时定子磁场相对于转子的转速 $n'_1 = n_1 - n < 0$,即相对速度 n'_1 与 n_1 反方向。根据右手定则定出转子

导体电动势和有功电流方向,根据左手定则定出电磁力和电磁转矩方向,如图 15-9 所示。由图可知,电磁转矩 T_M 与转子转向相反,对原动机转矩起制动作用,为制动转矩(或反转矩)。为了维持 $n > n_1$,则原动机必须克服这一反转矩而向电机输入机械功率,另一方面,同样可定出定子电动势 e_1 和定子有功电流 i_{1a} 的方向,由图可知, e_1 与 i_{1a} 同方向(e_1 称为主电动势),电功率 $e_1 \cdot i_{1a}$ 为正值,这说明在主电动势 e_1 的作用下电机输出电功率,显然,这种输入机械功率,输出电功率的运行状态为发电机运行状态。

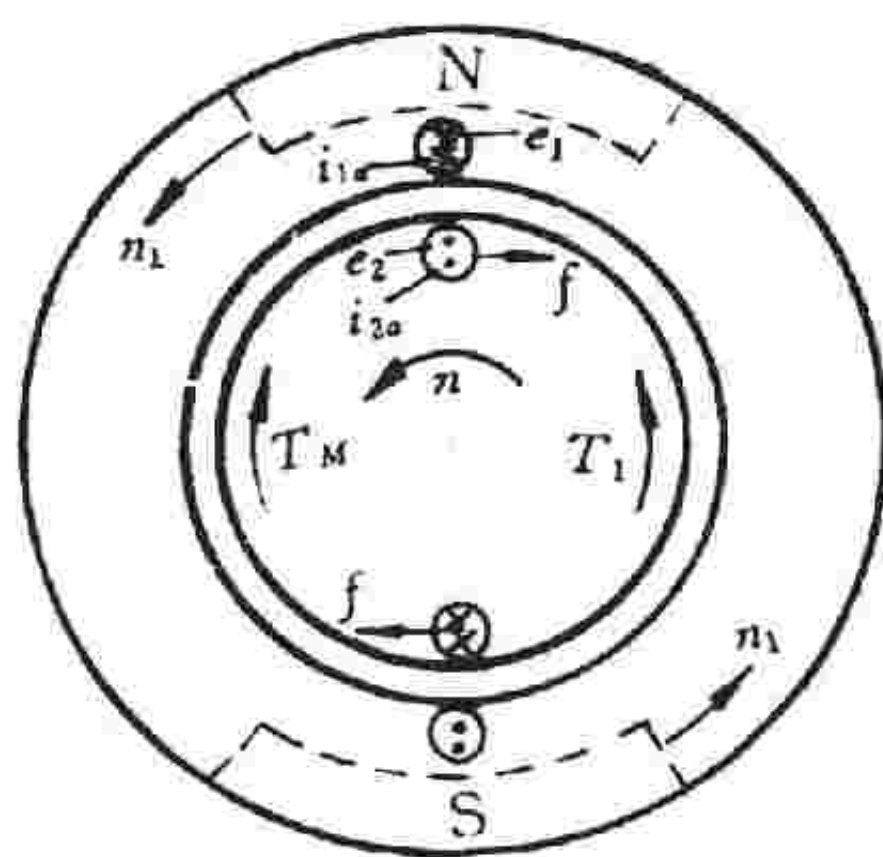


图 15-9 发电机运行状态

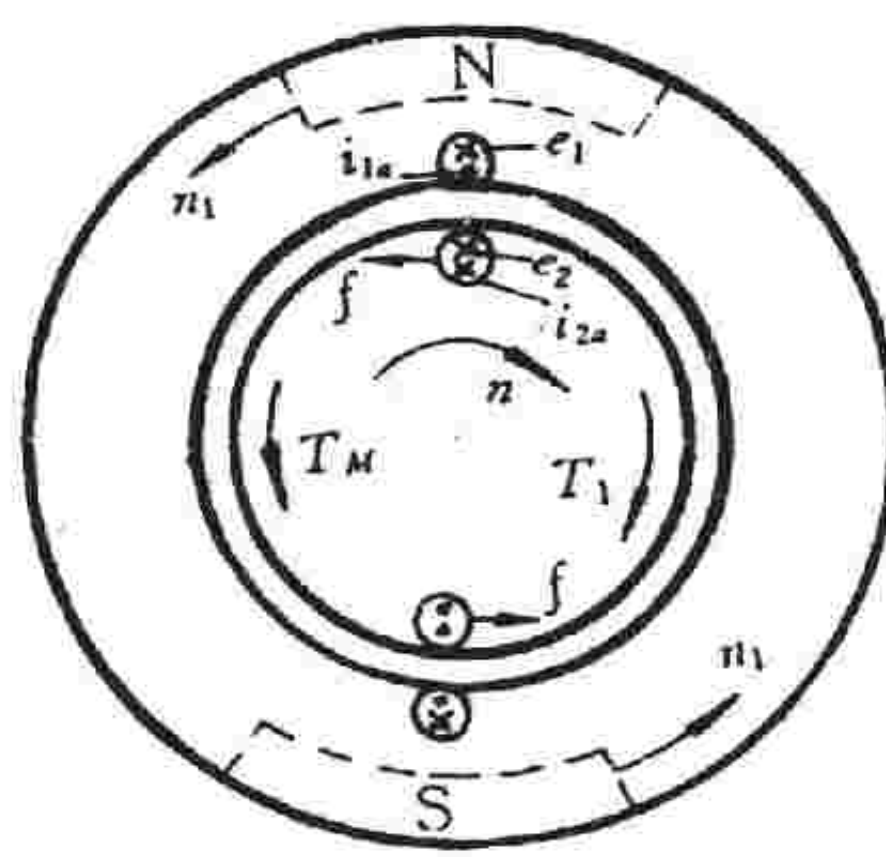


图 15-10 电磁制动状态

3. 转子反转,即 $n < 0$ 或 $s > 1$ 。

用外力产生的转矩 T_1 把异步电机的转子拖向反着旋转磁场的方向旋转,则旋转磁场相对于转子的转速 $n'_1 = n_1 - n = n_1 + |n| > 0$,即相对速度 n'_1 与 n_1 同方向。根据右手定则定出转子导体电动势和有功电流方向,根据左手定则定出电磁力和电磁转矩方向,如图 15-10 所示。由图可知,电磁转矩 T_M 与旋转磁场方向一致而与转子转向相反,所以电磁转矩 T_M 为制动转矩(反转矩),为了维持电机反转,必须输入一机械功率。另一方面,同样可定出定子电动势 e_1 和有功电流 i_{1a} 的方向,由图可知 e_1 与 i_{1a} 方向相反, e_1 为反电动势,电功率 $e_1 \cdot i_{1a}$ 为负值。为了使电流流入定子绕组,电源必须克服反电动势而向电机输入电功率,这种定子从电源吸收电功率,转子从其它机械吸收机械功率,都转变成电机内部的损耗而变成热能的运行状态称为电磁制动状态。

从以上分析可知,异步电机可以在电动机、发电机和电磁制动三种运行状态下运行,它们运行的转差率范围如图 15-11 所示。电力系统中的异步电机主要作为电动机运行,电磁制动往往只是异步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,往往使异步电机运行于电磁制动状态。至于异步发电机则有时用于农村小型水电站和风力发电站中。

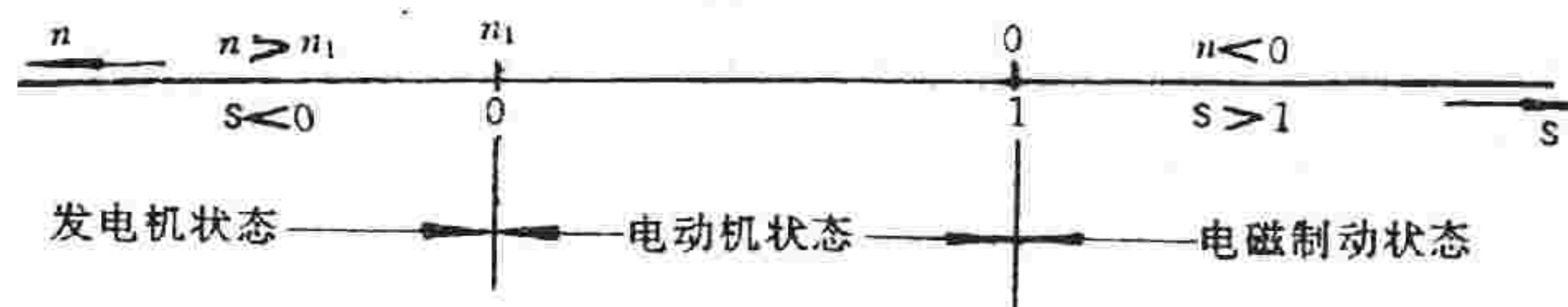


图 15-11 异步电机三种运行状态的转差率范围

例 15-1 一台 50Hz 的异步电动机, 额定转速 $n_N = 730\text{r/min}$, 空载转差率为 0.00267, 试求该电机的极数、同步转速、空载转速及额定负载时的转差率。如果该电机用于起重机上, 当重物下降时的转速为 300r/min , 试求其转差率, 此时电机运行于什么状态。

解: 由于极对数与同步转速之间有 $n_1 = \frac{60f_1}{p} = \frac{3000}{p}\text{r/min}$ 的关系, 当 $p = 4$ 时, $n_1 = 750\text{r/min}$, 今已知额定转速为 730r/min , 它应略低于同步速, 故知该电机同步速应为 750r/min , 电机极数 $2p = 8$ 。

于是空载转速为

$$n_0 = n_1(1 - s_0) = 750(1 - 0.00267) = 748 \text{ r/min}$$

额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{750 - 730}{750} = 0.0267$$

如果以 300r/min 反转, 则转差率为

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{750 - (-300)}{750} = 1.4$$

此时电动机运行于电磁制动状态。

§ 15-4 异步电动机的额定值

每台异步电动机的机座上都有一个铭牌, 上面标明电动机的型号和额定值, 如图 15-12 所示。

三 相 异 步 电 动 机					
型 号	Y90L-4	电 压	380 伏	接 法	Y
容 量	1.5 千瓦	电 流	3.7 安	工作方式	连续
转 速	1400 转/分	功率因数	0.79	温 升	75℃
频 率	50 赫	绝缘等级	B	出厂年月	×年×月
×××电机厂		重 量	kg	产品编号	

图 15-12 异步电动机铭牌

电动机产品的型号一般采用大写印刷体的汉语拼音字母和阿拉伯数字组成, 其中汉语拼音字母是根据电机的全名称选择有代表意义的汉字, 再用该汉字的第一个拼音字母组成。例如 Y 系列三相异步电动机的型号意义表示如下:

Y100L2——4
Y——异步电动机

100——机座中心高为 100mm

L——机座长度代号

2——铁心长度代号

4——极数

我国生产的异步电动机型号很多,其它型号可查有关产品目录。

电动机按铭牌所规定的条件和额定值运行时,称为额定运行。根据国家标准 GB755—81《电机基本技术要求》中规定,三相异步电动机的额定值主要有:

(1) 额定功率 P_N 指电动机在额定运行条件下,由轴伸端输出的机械功率,单位为 kW。

(2) 额定电压 U_N 指电动机运行时,外加于定子绕组的线电压,单位为 V 或 kV。

(3) 额定电流 I_N 指电动机在额定电压下,轴伸端输出额定功率时,定子绕组的线电流,单位为 A。

对于三相异步电动机,额定功率

$$P_N = \sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_N \eta_N \times 10^{-3} \text{ kW}$$

所以额定电流

$$I_N = \frac{P_N \times 10^3}{\sqrt{3} U_N \cos \varphi_N \eta_N} \text{ A}$$

式中 $\cos \varphi_N$ 、 η_N 分别为额定运行情况下的功率因数和效率。

(4) 额定频率 f_N 指电动机应接的电源频率,我国电网频率为 50Hz。

(5) 额定转速 n_N 指电动机在额定电压、额定频率下,轴伸端输出额定功率时,转子的转速,单位为 r/min。

除上述数据外,铭牌上还标明额定运行时电动机的功率因数、温升或绝缘等级、工作方式等。对绕线转子异步电动机还常标出定子加额定电压,转子开路时滑环间的转子电压和转子额定电流等数据。

例 15-2 已知一台三相异步电动机的额定功率 $P_N = 4\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 额定功率因数 $\cos \varphi_N = 0.77$, 额定效率 $\eta_N = 0.84$, 额定转速 $n_N = 960\text{r/min}$, 试求额定电流为多少安?

解: 额定电流为

$$\begin{aligned} I_N &= \frac{P_N \times 10^3}{\sqrt{3} U_N \cos \varphi_N \eta_N} \\ &= \frac{4 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 380 \times 0.77 \times 0.84} \\ &= 9.4 \text{ A} \end{aligned}$$

小 结

异步电机按结构不同主要分为两大类,笼型和绕线转子型。它们的定子结构相同,主要是转子结构不同。绕线转子的绕组也是三相对称绕组,笼型的转子绕组则由两端短路的许多导条组成,形成多相对称绕组。绕线转子异步电动机起动性能较好,但结构较复杂,运行可靠性差,笼型异步电动机结构简单,制造容易,可靠性好,但起动性能不如绕线转子电动机。

三相异步电动机的转动原理是：三相对称绕组通入三相对称电流产生旋转磁场(电生磁)转子导体切割此磁场而感应电动势和电流(磁生电)，转子电流与旋转磁场相互作用产生电磁转矩(电磁产生力)，使转子转动。

转差率 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ 是异步电机的一个重要参量，按转差率不同，异步电机可分为三种运行状态，即电动机 ($0 < s < 1$)，发电机 ($-\infty < s < 0$)，电磁制动 ($1 < s < \infty$) 状态。电动机状态是异步电机的主要运行方式。

第十六章 三相异步电动机的运行原理

- 本章重点内容:
1. 通过对异步电动机运行物理过程的分析,掌握异步电动机方程式。
 2. 通过对异步电动机转子绕组和频率的归算,掌握异步电动机的等效电路和相量图。
 3. 掌握异步电动机参数的测定。
 4. 了解笼型异步电动机转子的极数、相数和匝数。

§ 16-1 概 述

本章将分析异步电动机运行中的电磁过程,研究各电磁量之间的相互关系,并得出异步电动机的等效电路,以建立定量分析异步电动机的理论基础。

异步电动机是借电磁感应作用传递能量的,它和变压器相似,稳态运行时,都具有双边感应关系(同步电机和直流电机为单边感应关系),因此,我们可以用与分析变压器相似的方法来分析异步电动机,导出磁动势和电动势方程式,通过绕组和频率的归算得出等效电路和相量图。

先以绕线转子异步电动机作为研究对象,并认为三相对称,且为稳态运行,这样就可以任拿一相或一个量进行分析。其次,仅考虑基波的作用,不考虑高次谐波的影响,最后对笼型电动机的一些特殊问题进行分析。

研究三相异步电机的规定正方向和变压器相同,如图16-1所示。其中 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{I}_1$ 分别

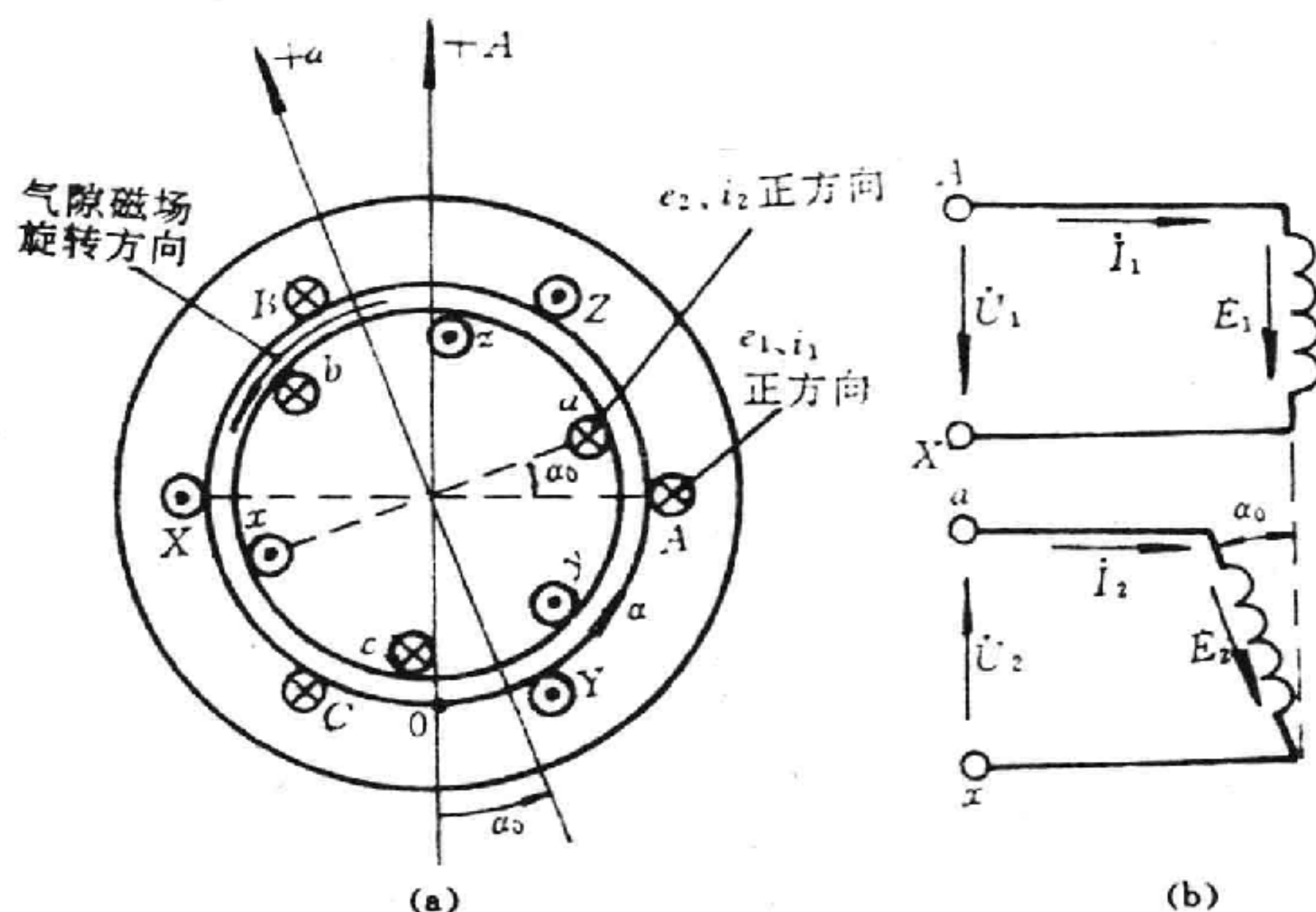


图 16-1 异步电机的规定正方向

表示定子绕组一相的电压、电动势和电流, $\dot{U}_2$ 、 $\dot{E}_2$ 和 $\dot{I}_2$ 分别表示转子绕组一相的电压、电动势和电流。

图中还标出了定、转子 $A(a)$ 相绕组的轴线 $+A$ 和 $+a$ 。我们规定 $+A$ 作为计算空间角度的起点, 假设在转子静止状态下 $+a$ 在 $+A$ 前 α_0 电角度。和第九章一样, 仍规定磁动势由定子到转子的方向为它的正方向。

§ 16-2 转子静止时的异步电动机

异步电动机运行中, 转子一般是旋转的, 但为了与变压器进行对比, 把异步电动机内部的电磁关系与变压器联系起来。我们先以转子静止时进行讨论, 实际上, 不转的异步电动机也是有的, 移相器、感应调压器就是不转的异步电动机。因此, 研究转子静止情况有其实际意义。

异步电动机转子静止有两种情况: 一种是转子绕组开路; 一种是转子绕组短路, 而用外力堵住转子旋转。下面以绕线转子异步电动机为例, 分别讨论这两种情况的各种电磁关系。

一、转子绕组开路情况

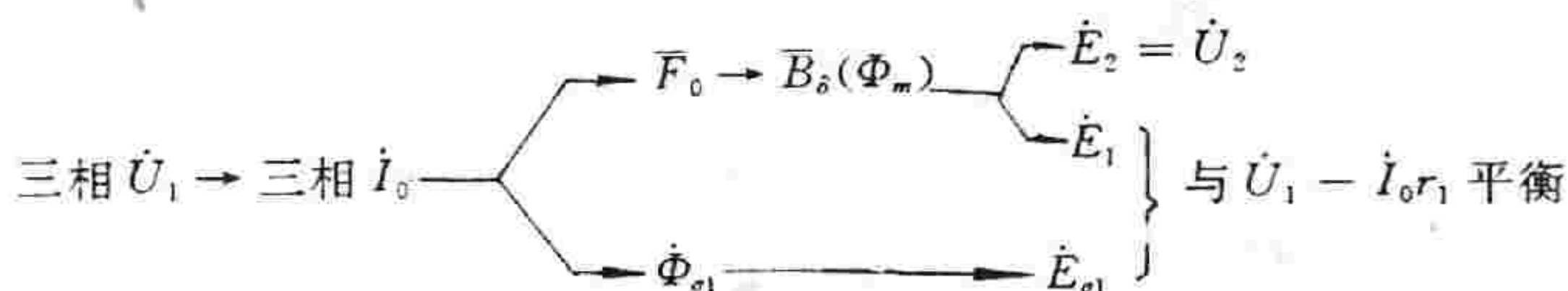
定子绕组接到频率为 f_1 , 相电压为 U_1 的三相对称电源上, 转子绕组开路, 此时 $I_2 = 0$, 它相当于变压器副边开路情况。

在外施三相对称电压 $\dot{U}_1$ 作用下, 定子绕组中便有三相对称电流 $\dot{I}_0$ 流过, 三相对称电流将产生一基波旋转磁动势 $\bar{F}_0$ 。在该基波旋转磁动势作用下, 气隙将建立旋转的基波磁场, 其气隙磁密为 $\bar{B}_0$ 。此旋转磁场与定、转子绕组相链的磁通量 Φ_m 称为主磁通, Φ_m 在定、转子绕组中感应出电动势 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$ 。其次, 定子三相电流还要产生仅与定子绕组交链的漏磁通 $\Phi_{\sigma 1}$, $\Phi_{\sigma 1}$ 也要在定子绕组中感应漏磁电动势 $\dot{E}_{\sigma 1}$, 和变压器一样, 漏磁电动势可用负的漏抗压降表示为

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_0 x_1 \quad (16-1)$$

式中 x_1 —— 定子漏电抗。

按照电路的基尔霍夫第二定律, 这时定子外施电压 $\dot{U}_1$ 和电阻压降 $\dot{I}_0 r_1$ 与内部的主电动势 $\dot{E}_1$ 和漏磁电动势 $\dot{E}_{\sigma 1}$ 处于稳定平衡状态, 其电磁关系如下。



上述电磁过程中, 磁动势 F_0 与主磁通 Φ_m 的关系由电动机的磁化特性确定。下面分析磁动势 F_0 与电流 $\dot{I}_0$, 电动势 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 与主磁通 Φ_m 以及电动势 $\dot{E}_1$ 与电流 $\dot{I}_0$ 的关系。

(一) 磁动势 F_0 与电流 $\dot{I}_0$ 的关系

由第九章交流绕组的磁动势可知, 三相绕组中通过三相对称电流 $\dot{I}_0$ 产生的基波旋转磁动

势幅值为

$$F_0 = \frac{m_1}{2} \left(\frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \frac{\omega_1 k_{w1}}{p} I_0 \quad \text{安/极} \quad (16-2)$$

式中 m_1 ——定子绕组相数,一般 $m_1 = 3$,基波旋转磁动势的转速为同步速,即

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} \quad \text{r/min} \quad (16-3)$$

它的转向依电流相序而定,从超前电流相转向落后电流相。磁动势的位置可以这样确定:即当某相电流达到最大时, $\bar{F}_0$ 刚好转到该相绕组轴线上,例如在图 16-2(a)所示瞬间, A 相电流为零,如果再经过 90° 时间角, $\dot{I}_{0A}$ (以后用 $\dot{I}_0$ 代表) 就转到时间轴 (简称时轴) $+t$ 上, A 相电流瞬时值达到正的最大值,此时磁动势 $\bar{F}_0$ 应转到 A 相绕组轴线 $+A$ (简称相轴) 上 (即 $\alpha_1 = 0^\circ$ 处)。所以在图示瞬间, $\bar{F}_0$ 应落后于 $+A$ 轴 90° 空间电角度,如图 16-2(b) 所示。

基波磁动势产生的主磁场,用一空间按正弦分布的旋转磁密 $\bar{B}_s$ 表示,它是一空间矢量。由于异步电动机的气隙是均匀的,在忽略铁耗情况下, $\bar{B}_s$ 与 $\bar{F}_0$ 同相位。

由于时间相量和空间矢量都以 ω_1 旋转,为了分析方便,我们人为地把时轴 $+t$ 与相轴 $+A$ 重合,这样易于把时间量与空间量相联系,这种图称为时空相矢图,如图 16-2(c) 所示。由图可知, $\bar{F}_0$ 与 $\dot{I}_0$ 在时空相矢图上重合。

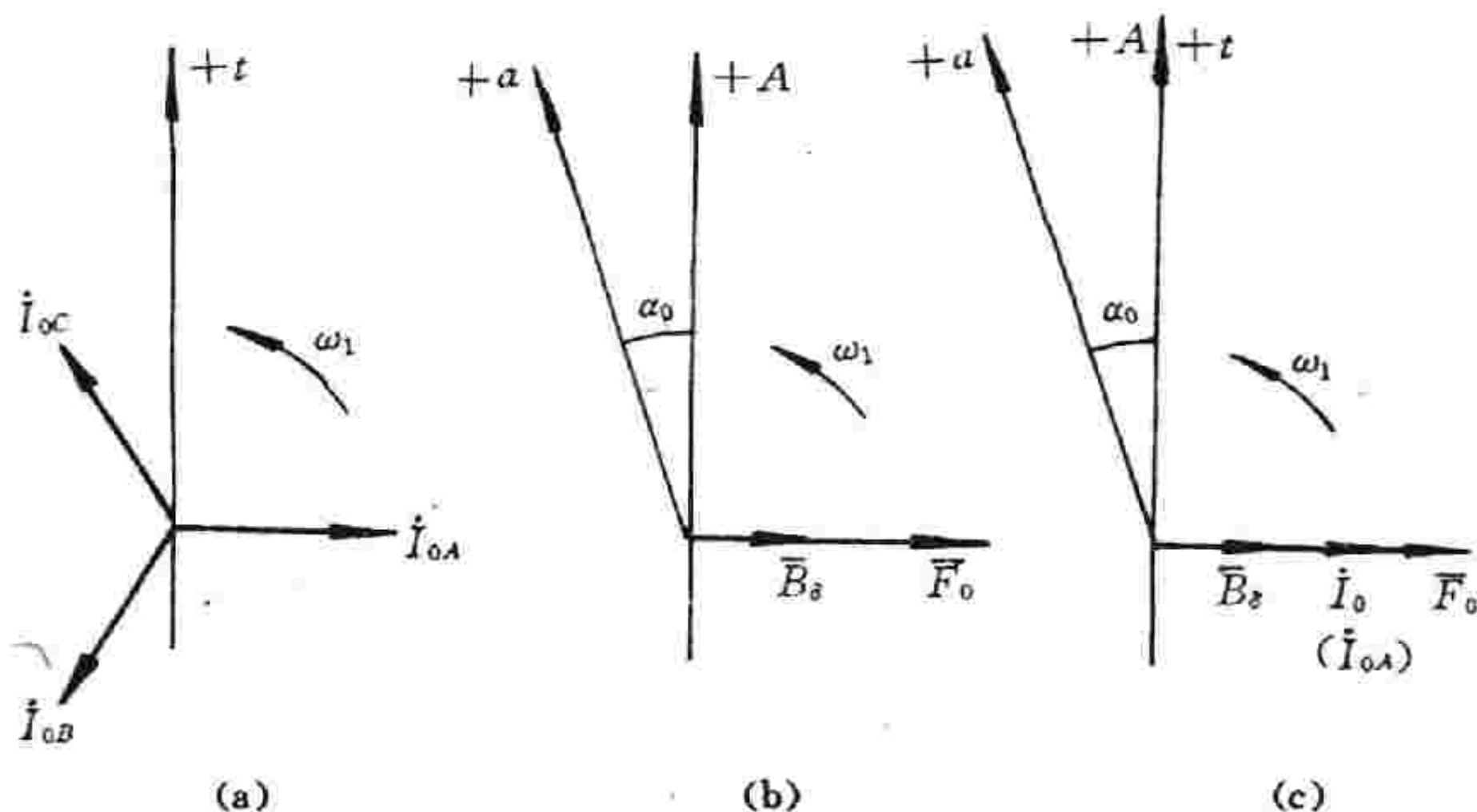


图16-2 磁动势 $\bar{F}_0$ 与电流 $\dot{I}_0$ 的相位关系

(二) 电动势与主磁通的关系

气隙旋转磁场以同步速 n_1 切割定、转子绕组,因此在定、转子绕组中感应电动势 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$, 其频率为 $f_1 = \frac{pn_1}{60}$ 。下面分析电动势的大小和相位。

1. 定子电动势的大小和相位

在交流电动机的绕组和电势一章,我们用 $f = Blv$ 推出了交流绕组的电动势公式,这里我们用 $e = -\frac{d\psi}{dt}$ 进行推导,可以得到相同的结果。

设主磁通 Φ_m 对定子 A 相绕组的磁链为 ψ_A ,当气隙磁密 $\bar{B}_s$ 落后于 $+A$ 轴 90° 空间电角度时,定子 A 相绕组磁链为零 (图 16-3(a)),我们以此作为计算时间的起点,即

$$\omega_1 t = 0 \text{ 时, } \psi_A = 0$$

当气隙磁密 $\bar{B}_g$ 转过 90° 时, $\bar{B}_g$ 与 $+A$ 轴重合, 此时定子 A 相绕组磁链最大, 即

$$\omega_1 t = 90^\circ \text{ 时, } \psi_A = \psi_{m1} = \omega_1 k_{w1} \Phi_m$$

由此可知, ψ_A 随时间按正弦变化, 可表示为

$$\begin{aligned} \psi_A &= \psi_{m1} \sin \omega_1 t \\ &= \omega_1 k_{w1} \Phi_m \sin \omega_1 t \end{aligned} \quad (16-4)$$

式中 ω_1 —— 定子绕组的一相串联匝数;

k_{w1} —— 定子绕组的基波绕组因数。

因此, 由 ψ_A 在定子 A 相绕组感应的电动势为

$$\begin{aligned} e_1 &= - \frac{d\psi_A}{dt} = -\omega_1 \omega_1 k_{w1} \Phi_m \cos \omega_1 t \\ &= \sqrt{2} E_1 \sin(\omega_1 t - 90^\circ) \end{aligned} \quad (16-5)$$

式中

$$E_1 = \frac{\omega_1 \omega_1 k_{w1}}{\sqrt{2}} \Phi_m = 4.44 f_1 \omega_1 k_{w1} \Phi_m \quad (16-6)$$

由式(16-5)和(16-4)可以看出, 定子电动势 E_1 落后于定子磁链 90° , 如果认为 Φ_m 是定子绕组一匝的磁链, 则 Φ_m 也可看作时间相量, 于是定子电动势可以写成如下相量关系

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f_1 \omega_1 k_{w1} \dot{\Phi}_m \quad (16-7)$$

其相量图如图16-3(b)所示。

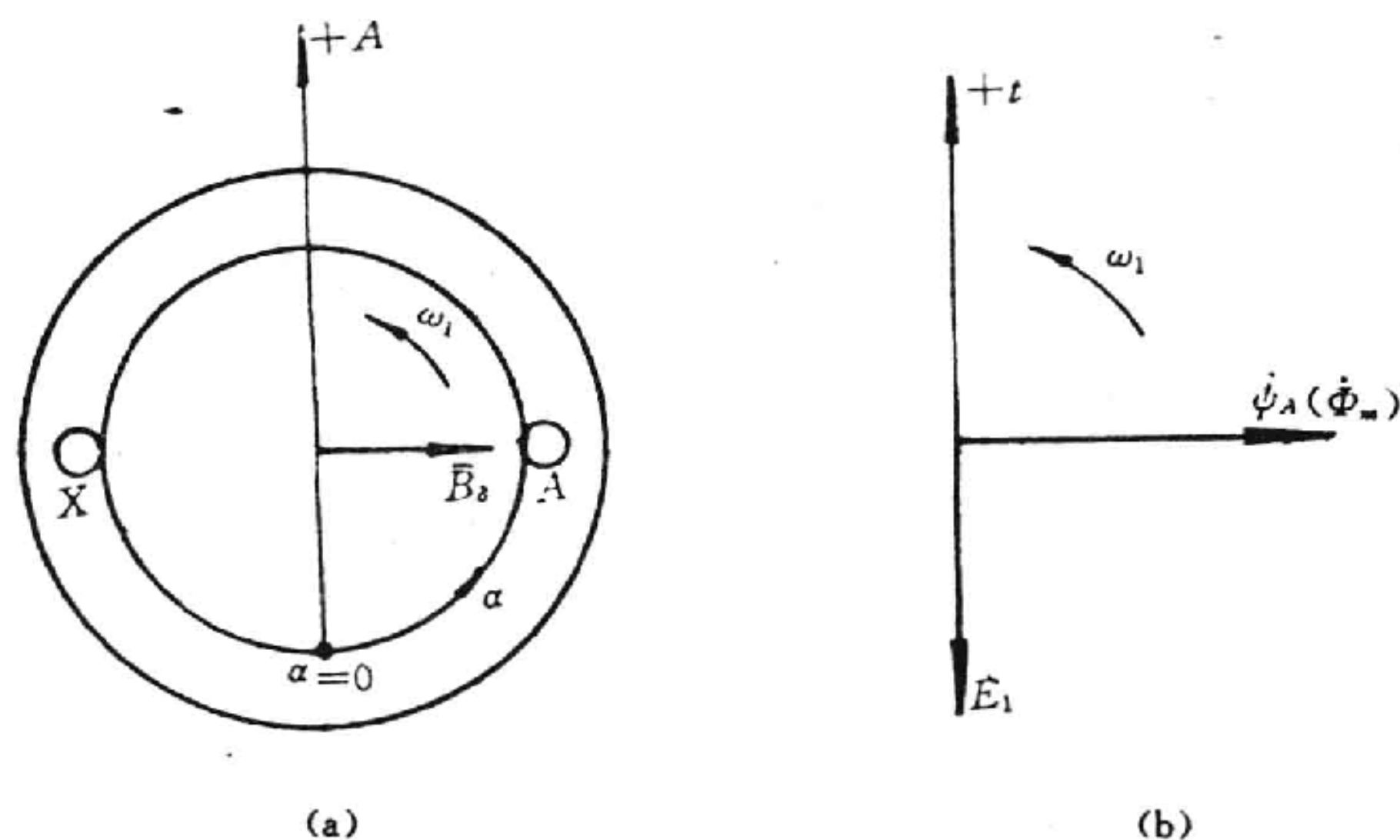


图16-3 定子绕组 A 相磁链和电动势相位

2. 转子电动势的大小和相位

由图16-4(a)可知, 当气隙磁密 $\bar{B}_g$ 转过 $(90^\circ + \alpha_0)$ 空间电角度时, 转子 a 相绕组磁链最大, 即

$$\omega_1 t = 90^\circ + \alpha_0 \text{ 时, } \psi_a = \psi_{m2} = \omega_2 k_{w2} \Phi_m$$

式中 ω_2 —— 转子绕组一相匝数;

k_{w2} ——转子绕组的基波绕组因数。

所以当 $\omega_1 t = 0$ 时, $\dot{\psi}_a$ 应落后于时轴 $(90^\circ + \alpha_0)$ 电度角, 如图16-4(b)所示。由图可知, $\dot{\psi}_a$ 落后于计算时间起点处 α_0 度, 于是转子 a 相绕组的磁链可表示为

$$\begin{aligned}\psi_a &= \psi_{m2} \sin(\omega_1 t - \alpha_0) \\ &= w_2 k_{w2} \Phi_m \sin(\omega_1 t - \alpha_0)\end{aligned}\quad (16-8)$$

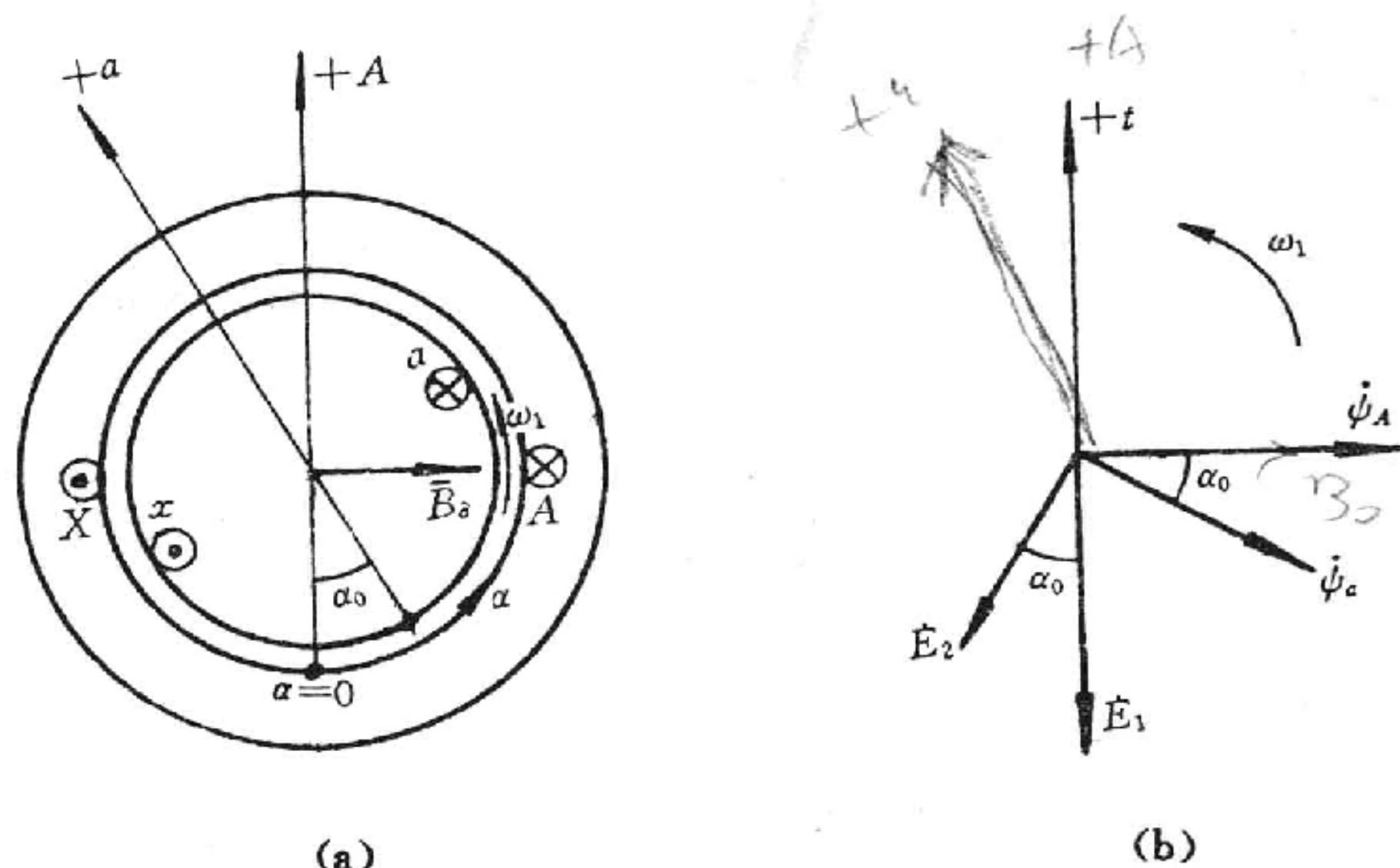


图16-4 定、转子绕组 $A(a)$ 相磁链和电动势相位

由 ψ_a 在转子 a 相绕组感应的电动势为

$$\begin{aligned}e_2 &= -\frac{d\psi_a}{dt} \\ &= \omega_1 w_2 k_{w2} \Phi_m \cos(\omega_1 t - \alpha_0) \\ &= \sqrt{2} E_2 \sin(\omega_1 t - \alpha_0 - 90^\circ)\end{aligned}\quad (16-9)$$

式中

$$E_2 = \frac{\omega_1 w_2 k_{w2}}{\sqrt{2}} \Phi_m = 4.44 f_1 w_2 k_{w2} \Phi_m \quad (16-10)$$

定、转子每相的电动势比为

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} = k_e \quad (16-12)$$

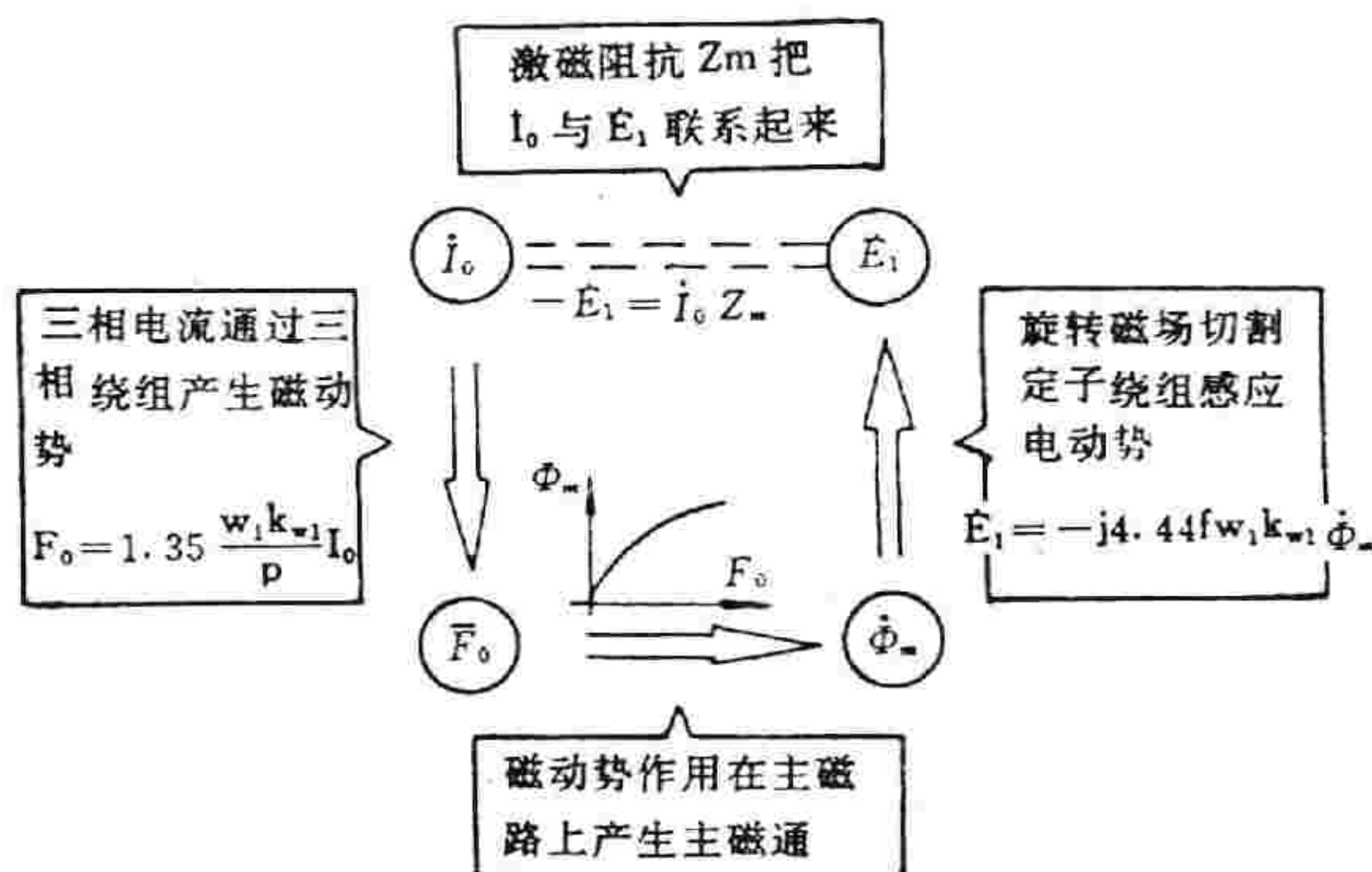
k_e 称为电动势比或有效匝比。比较式(16-5)和式(16-9)相位可知, $\dot{E}_2$ 落后于 $\dot{E}_1$ 以 α_0 度, $\dot{E}_2$ 和 $\dot{E}_1$ 的关系就可表示为

$$\dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_1}{k_e} e^{-j\alpha_0} \quad (16-13)$$

由此可知, 当转子静止时, 转子电动势的大小是定子电势的 $1/k_e$ 倍, 其相位决定于转子的位置, 根据这一原理, 可制成移相器。

(三) 电动势 $\dot{E}_0$ 与电流 $\dot{I}_0$ 的关系

三相电流 $\dot{I}_0$ 通过三相绕组产生基波旋转磁动势 $\bar{F}_0$, $\bar{F}_0$ 作用在主磁路上产生主磁通 Φ_m , 主磁通 Φ_m 切割定子绕组感应电动势 $\dot{E}_1$ 。这些关系中, 虽然 $F_0 \propto I_0$, $E_1 \propto \Phi_m$, 但磁动势 F_0 与主磁通 Φ_m 却成非线性关系, 不易用解析式表示。为了跳过非线性的磁场问题, 把磁场的问题转化成电路的问题, 和变压器一样, 引入一个激磁参数 Z_m , 直接把 $\dot{I}_0$ 与 $\dot{E}_1$ 联系起来, 这个参数称为激磁阻抗。其关系如下:



和变压器相同的推导可得:

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_0(r_m + jx_m) = -\dot{I}_0 Z_m$$

或

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} \quad (16-14)$$

式中 $Z_m = r_m + jx_m$ ——激磁阻抗;

r_m ——激磁电阻或铁耗等效电阻。即铁耗

$$p_{Fe} = m_1 I_0^2 r_m \quad (16-15)$$

x_m ——激磁电抗。它是对应于气隙主磁通的电抗, 它与气隙大小, 电源频率、绕组匝数、主磁路铁心材料、尺寸以及磁路饱和程度有关。

尽管激磁阻抗的物理意义与变压器的相似, 但在数值大小上和变压器的相差较大, 尤其是激磁电抗, 变压器的磁通几乎不经过气隙, 所以主磁路磁导大, 因此激磁电抗 x_m 大, 相应的 $\dot{I}_0$ 就小, ($I_0^* = 0.01-0.1$); 而异步电动机的主磁通两次经过气隙, 所以主磁路磁导小, 激磁电抗小, 相应的 $\dot{I}_0$ 就大 ($I_0^* = 0.2-0.5$)。

(四) 方程式、相量图和等效电路

1. 方程式

按照图 16-1 所示规定正方向, 利用基尔霍夫第二定律, 可得异步电动机定子一相的电动势方程式为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0(r_1 + jx_1) \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \end{aligned}$$

式中 r_1 ——定子绕组一相电阻；

x_1 ——定子绕组一相的漏电抗；

$Z_1 = r_1 + jx_1$ 为定子绕组一相的漏阻抗。

综前所述，转子静止且绕组开路时，可得如下基本方程式

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 & (1) \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 & (2) \\ \dot{I}_0 &= \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} & (3) \\ \dot{E}_1 &= -j4.44f_1 w_1 k_{w1} \dot{\Phi}_m & (4) \\ \dot{E}_2 &= \frac{\dot{E}_1}{k_r} e^{-j\alpha_0} & (5) \end{aligned} \right\} \quad (16-16)$$

2. 相量图

根据基本方程式按如下步骤可作出相量图，如图16-5所示。

(1) 以一匝磁链 $\dot{\Phi}_m$ 作为参考相量，并以此作为研究瞬间；

(2) 根据式(16-16)中的(4)、(5)式作 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ ， $\dot{E}_1$ 落后于 $\dot{\Phi}_m$ 以 90° ， $\dot{E}_2$ 落后于 $\dot{E}_1$ 以 α_0 电角度；

(3) 根据(3)式作 $\dot{I}_0$ ， $\dot{I}_0$ 落后于 $(-\dot{E}_1)$ 一角度，由于 $x_m \gg r_m$ ，该角度接近于 90° ；

(4) 根据(1)式作 $\dot{U}_1$ ，根据(2)式作 $\dot{U}_2$ 。

3. 等效电路

由

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \\ &= \dot{I}_0 Z_m + \dot{I}_0 Z_1 \\ &= \dot{I}_0 (Z_m + Z_1) \\ &= \dot{I}_0 [(r_m + jx_m) + (r_1 + jx_1)] \end{aligned} \quad (16-17)$$

可知，转子绕组开路时之等效电路为一简单串联电路，如图16-6所示。

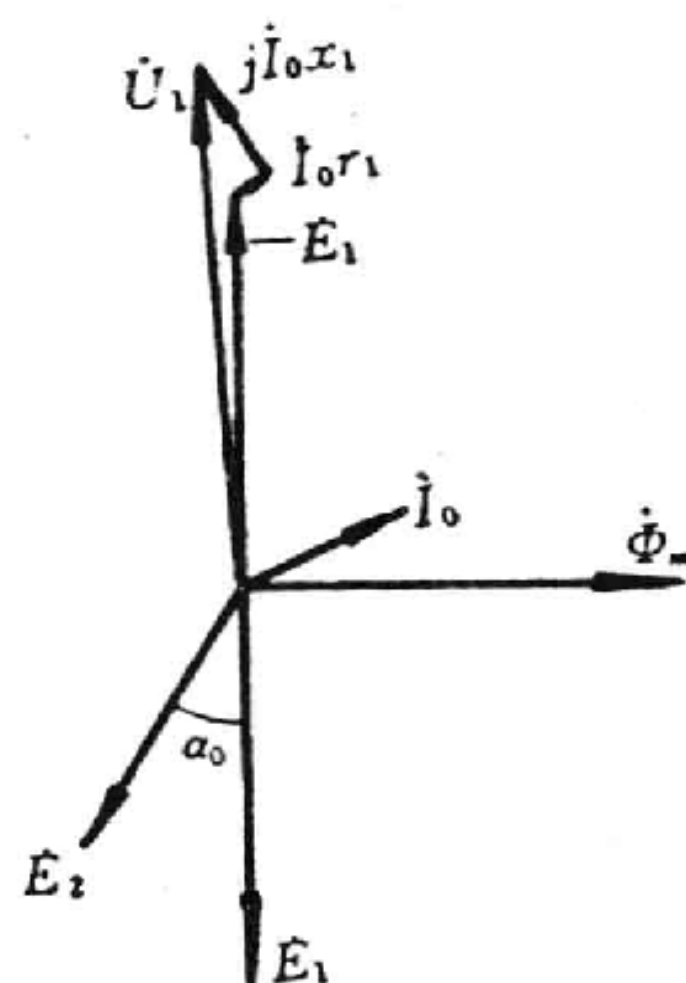


图16-5 异步电动机转子绕组开路时的相量图

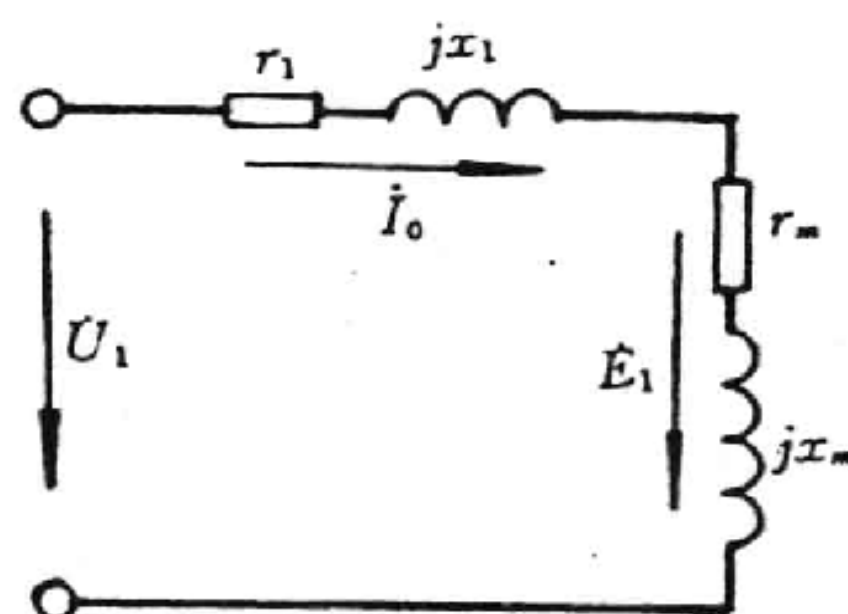


图16-6 异步电动机转子绕组开路时的等效电路

二、转子绕组短路情况

转子绕组短路,而且用外力卡住转子不令旋转,这种情况与变压器副边短路情况相似,我们把这种状态称为异步电动机的堵转。

(一) 磁动势关系

把绕线式异步电动机的定子绕组接到三相对称的电源上,气隙旋转磁场便在转子绕组中感应电动势,并产生三相对称电流。此时,除了定子绕组有电流产生基波磁动势 $\bar{F}_1$ 外,转子电流流过转子三相对称绕组时也会产生基波磁动势 $\bar{F}_2$,而且它们同时作用在同一磁路上,由于转子卡住不转,转子电流频率与定子的相同,因此转子基波旋转磁动势转速 $n_2 = \frac{60f_1}{p} = n_1$,又由于定子旋转磁场切割转子绕组的次序为 $a-b-c$ (见图16-1(a)),所以转子电流相序与定子电流的相序相同,因而转子基波旋转磁动势转向与定子基波旋转磁动势转向一致。由此可知,定、转子基波旋转磁动势 $\bar{F}_1$ 和 $\bar{F}_2$ 同转向、同转速旋转,处于相对静止状态,它们组成一合成磁动势 $\bar{F}_m$ 。显然,该合成磁动势也以同步速 n_1 旋转。根据全电流定律可得:

$$\overline{F}_1 + \overline{F}_2 = \overline{F}_\Sigma \quad (16-18)$$

式中

$$F_1 = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_1 k_{w1}}{p} I_1 \quad (16-19)$$

$$F_2 = \frac{m_2}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\omega_2 k_{\omega_2}}{p} I_2 \quad (16-20)$$

$$F_m = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\omega_1 k_{\omega 1}}{p} I_m \quad (16-21)$$

式中 m_1 、 m_2 分别为定子绕组和转子绕组的相数。

由于定子 A 相相轴 $+A$ 与时轴 $+t$ 重合, 根据第九章中三相绕组的磁动势一节可知, 当某相电流达到最大值时 (电流相量转到 $+t$ 轴上), 三相基波合成磁动势的幅值正好位于该相绕组的轴线上。可见, 在时空相矢图上, $\bar{F}_1$ 与 $\dot{I}_1$, $\bar{F}_m$ 与 $\dot{I}_m$ 分别重合, 而转子的 a 相相轴 $+a$ 与时轴

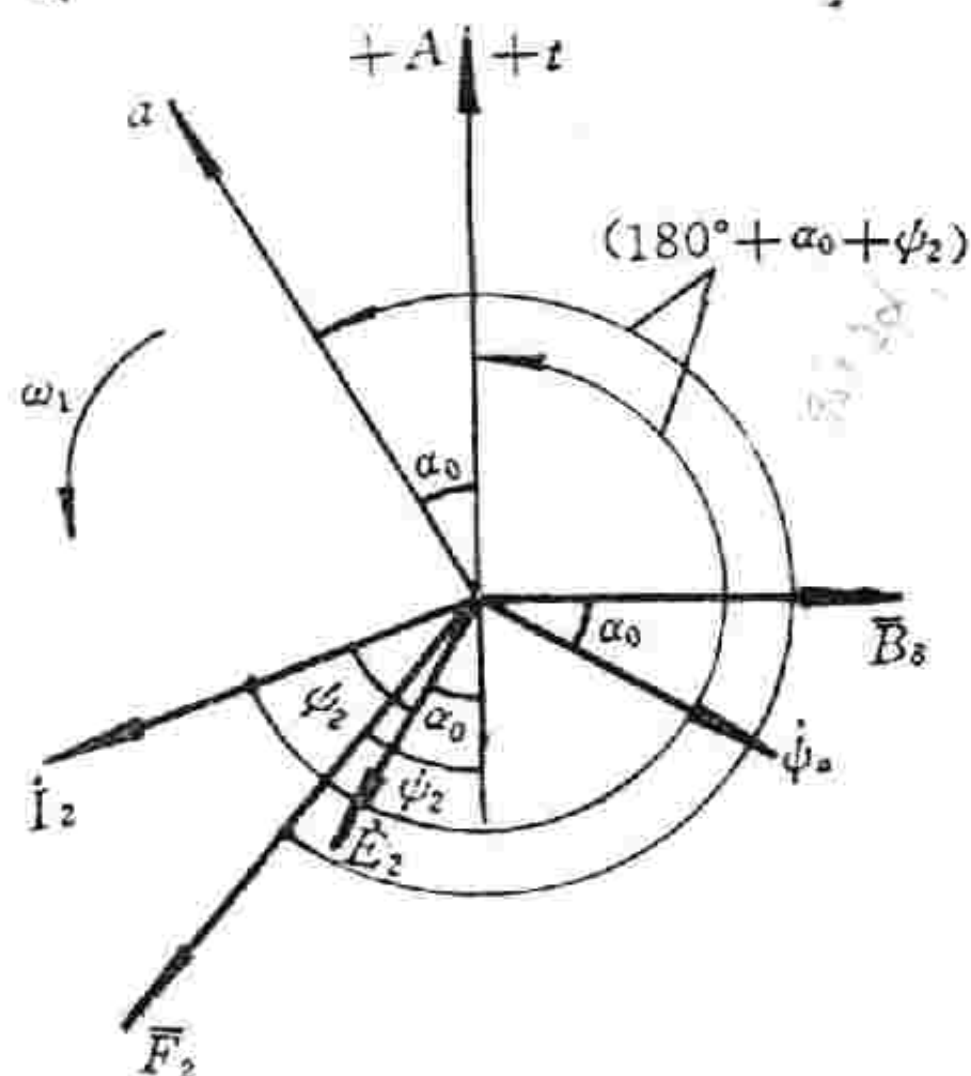


图16-7 转子磁动势的相位关系

+t 不重合, 显然 $\bar{F}_2$ 与 $\dot{I}_2$ 也不重合, 下面作出时空相矢图来分析 $\bar{F}_2$ 的相位问题。

如图 16-7 所示, 设转子相轴 $+a$ 在定子 $+A$ 相轴前面 α_0 角, 并令与定子 A 相交链的磁通为零作为时间的起点, 则在图中可作出 $\dot{\psi}_a$ 、 $\dot{E}_2$ 和 $\dot{I}_2$ 相量, $\dot{I}_2$ 落后于 $\dot{E}_2$ 以 ψ_2 角。由图可知, $\dot{I}_2$ 落后于 $+t$ 时轴 $(180^\circ + \alpha_0 + \psi_2)$ 角, $\overline{F}_2$ 也应落后于 $+a$ 相轴 $(180^\circ + \alpha_0 + \psi_2)$ 角, 只有这样, 当 $\dot{I}_2$ 转到时轴 $+t$ (此时转子 a 相电流最大) 时, $\overline{F}_2$ 才会位于转子 $+a$ 轴上。由图可见, $\overline{F}_2$ 与 $\dot{I}_2$ 不重合, 它与 $\overline{B}_s$ 之夹角为 $(90^\circ + \psi_2)$ 角, 而与 α_0 无关。我们得到一个很重要的结论, 即不管转子位

置(α_0)怎样,转子磁动势 F_2 与气隙磁密 B_g 之间的空间角总等于 $(90^\circ + \phi_2)$ 不变。由于转子对定子的影响是通过磁动势 F_2 作用的,至于 i_2 和 E_2 的相位对定子边来说无关紧要,关键的是 F_2 的位置,也就是说,不管 $+a$ 轴在什么地方,对分析 F_2 对定子的作用不会产生影响,为了简单起见,可以把定、转子相轴 $+A$ 和 $+a$ 重合,而且把时轴 $+t$ 也重合在一起,如图16-8所示。这样就使在时空相矢图上, F_2 与 i_2 重合了。

在定、转子相轴重合的情况下,磁动势关系就可写成如下形式:

$$\frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_1 k_{w1}}{p} i_1 + \frac{m_2}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_2 k_{w2}}{p} i_2 = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_1 k_{w1}}{p} i_m$$

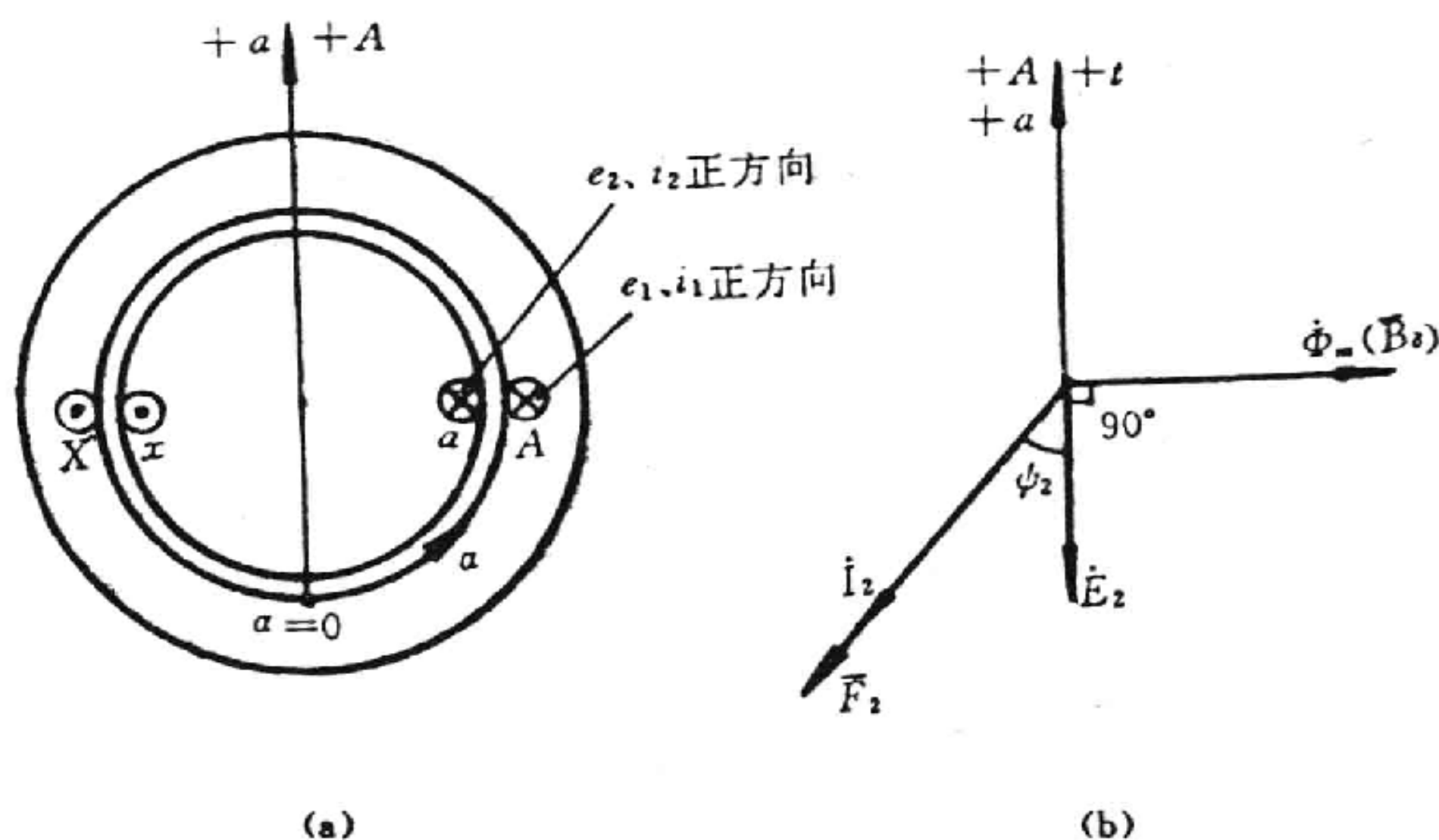


图16-8 定、转子相轴和时轴重合时的转子时空相矢图

经过化简得

$$i_1 + \frac{i_2}{k_i} = i_m$$

或

$$i_1 + \dot{I}_2 = i_m \quad (16-22)$$

式中 $\dot{I}_2 = \frac{i_2}{k_i}$;

$k_i = \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}}$ 称为电流比(current ratio)。

式(16-22)是用电流的时间相量关系来表示磁动势的空间矢量关系,故称为电流形式的磁动势关系,这一关系联系了定、转子电路,表示了转子电流对定子电流的影响。

式(16-22)也可以写成

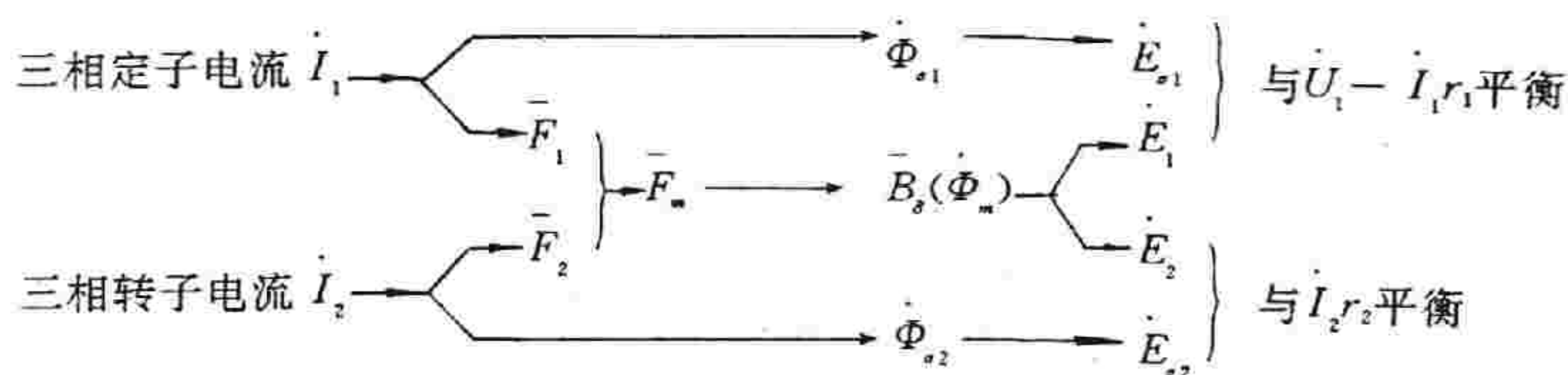
$$i_1 = i_m + (-\dot{I}_2) = i_m + i_{1L} \quad (16-23)$$

它说明定子电流可看成由两部分组成,一部分为激磁分量 i_m ,它用来产生气隙磁密 B_g ,另一部

分为负载分量 $\dot{I}_{1L}$, $\dot{I}_{1L}$ 产生的磁动势用来抵消转子磁动势 $\bar{F}_2$, 从而消除 $\bar{F}_2$ 对气隙主磁通的影响。由于 $\dot{I}_2$ 的大小随电动机负载情况而变化, 随之 $\dot{I}_{1L}$ 和 $\dot{I}_1$ 也随负载而变, $\dot{I}_2$ 愈大, $\dot{I}_{1L}$ 和 $\dot{I}_1$ 也愈大, 这说明转轴上负载的变化通过磁动势平衡关系反映到了定子边。

(二) 电动势关系

从上面分析可知, 气隙中的磁场是由定子磁动势 $\bar{F}_1$ 和转子磁动势 $\bar{F}_2$ 共同建立的, 此磁场分别在定、转子绕组中感应电动势 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$ 。另外, 定、转子电流产生的漏磁通 Φ_{s1} 、 Φ_{s2} 要分别在定、转子绕组里感应漏磁电动势 $\dot{E}_{s1}$ 、 $\dot{E}_{s2}$ 。这样在定子电路中, 定子电动势 $\dot{E}_1$ 和定子漏磁电动势 $\dot{E}_{s1}$ 与外加电压 $\dot{U}_1$ 和定子电阻压降 $\dot{I}_1 r_1$ 相平衡, 流过的电流为 $\dot{I}_1$; 在转子电路中, 转子电动势 $\dot{E}_2$ 产生电流 $\dot{I}_2$, $\dot{E}_2$ 与转子漏磁电动势 $\dot{E}_{s2}$ 和转子绕组电阻压降 $\dot{I}_2 r_2$ 相平衡。整个电磁过程处于稳定状态, 各电磁量的内部联系示意如下:



上述关系中

$$\dot{E}_1 = -j4.44f_1 w_1 k_{w1} \dot{\Phi}_m \quad (16-24)$$

$$\dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_1}{k_e} \quad (16-25)$$

由于定、转子绕组轴线重合, $\alpha_0 = 0^\circ$, 所以定、转子电动势同相位。漏磁电动势可用负的漏抗压降表示为

$$\dot{E}_{s1} = -j\dot{I}_1 x_1 \quad (16-26)$$

$$\dot{E}_{s2} = -j\dot{I}_2 x_2 \quad (16-27)$$

式中 x_1 、 x_2 分别为定、转子绕组的漏抗。

根据规定正方向和电动势平衡关系, 可写出定、转子电路的电动势方程式如下

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (16-28)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 r_2 + j\dot{I}_2 x_2 = \dot{I}_2 Z_2 \quad (16-29)$$

式中 $Z_1 = r_1 + jx_1$ 为定子漏阻抗;

$Z_2 = r_2 + jx_2$ 为转子漏阻抗。

需要指出, 异步电机中任一相的漏抗应由三相来决定, 因为三相绕组交织在一起, 例如, 定子漏抗 x_1 是由定子三相对称电流联合产生的定子漏磁通 Φ_{s1} 在定子每一相中引起的电抗, 其值为 $x_1 = \frac{E_{s1}}{I_1}$, E_{s1} 是由 Φ_{s1} 感应于一相的漏磁电动势, I_1 是相电流。转子漏抗也是如此。

(三) 转子绕组的归算

根据式(16-28)和(16-29), 可画出定、转子的等效电路, 如图16-9所示。一般来说, 这两条

电路所对应的相数和有效匝数都不相等,而且定、转子间仅有磁的联系。没有电路上的直接联系。为了把定、转子电路直接连接起来构成统一的等效电路,必须像变压器一样,把异步电机的转子量归算到定子边,或者说,用一个等效的转子来代替实际的转子,新转子的相数为 m_1 ,有效匝数为 $w_1 k_{w1}$,这样归算后,不应影响与定子边有关的物理量,转子上各种功率及损耗都不改变,因而电机中的电磁本质和能量转换关系保持不变。由于转子对定子的影响是通过转子磁动势 $\bar{F}_2$ 来实现的,因此上述的归算条件可综合为:

1. 主磁通 Φ_m 不变;

2. 转子磁动势 $\bar{F}_2$ 不变;

3. 转子电路的有功损耗和建立漏磁场的无功功率不变。根据上述条件可求出归算后转子上各物理量的值,这些值称为归算到定子边的归算值,用该量原来符号右上角加一撇来表示。

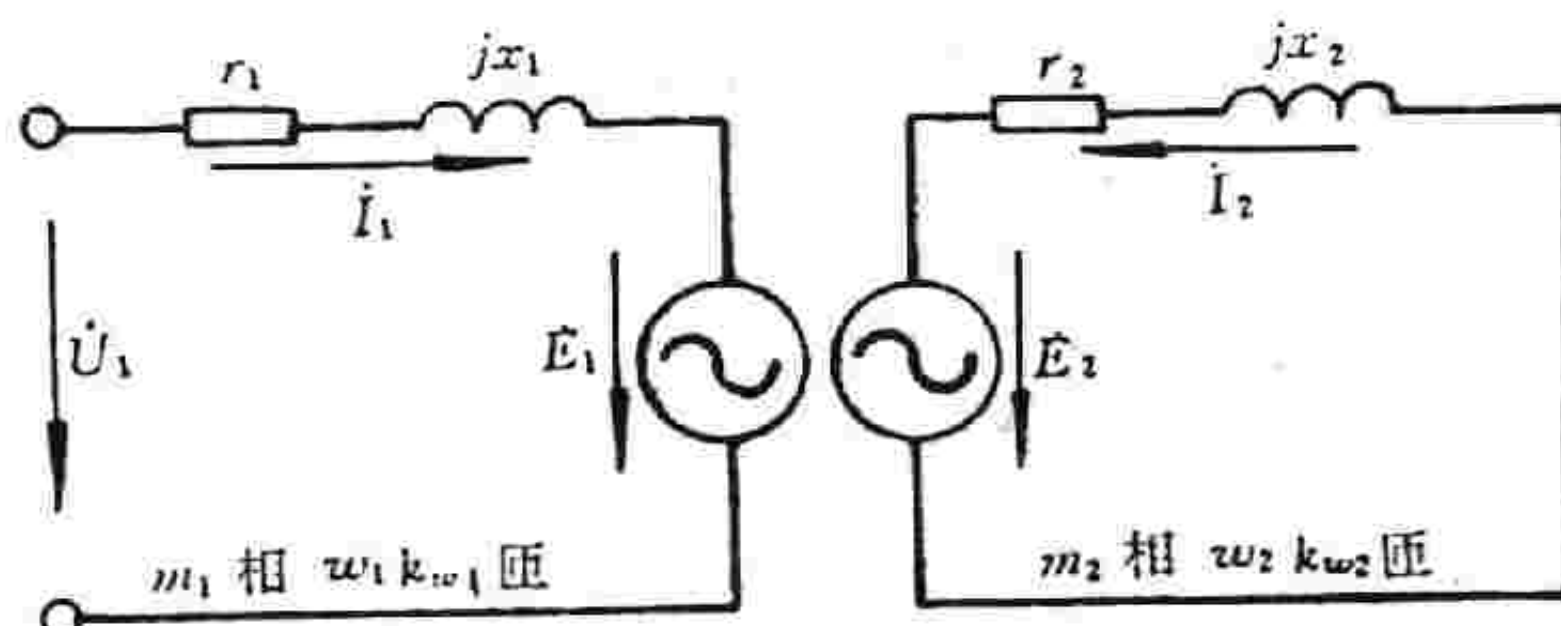


图16-9 三相异步电动机短路时定、转子等效电路

(1) 电动势的归算

根据归算前后主磁通不变,可得

$$\frac{E'}{4.44 f_1 w_1 k_{w1}} = \frac{E_2}{4.44 f_1 w_2 k_{w2}}$$

由此,归算后的转子电动势为

$$E'_2 = \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} E_2 = k_e E_2 \quad (16-30)$$

它比实际电动势放大了 k_e 倍,而且

$$E'_2 = E_1 = 4.44 f_1 w_1 k_{w1} \Phi_m$$

(2) 电流的归算

根据归算前后转子磁动势不变,可得

$$\frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_1 k_{w1}}{p} I'_2 = \frac{m_2}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_2 k_{w2}}{p} I_2$$

由此,归算后的转子电流为

$$I'_2 = \frac{I_2}{\frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}}} = \frac{I_2}{k_i} \quad (16-31)$$

它比实际转子电流缩小了 k_i 倍。

(3) 阻抗的归算值

根据归算前后转子的电阻损耗和漏抗无功不变,可得

$$m_1 I_2'^2 r_2 = m_2 I_2'^2 r_2$$

$$m_1 I_2'^2 x_2 = m_2 I_2'^2 x_2$$

于是转子电阻的归算值为

$$\begin{aligned} r_2' &= \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{I_2}{I_2'} \right)^2 r_2 \\ &= \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{m_1 \omega_1 k_{w1}}{m_2 \omega_2 k_{w2}} \right)^2 r_2 \\ &= \left(\frac{\omega_1 k_{w1}}{\omega_2 k_{w2}} \right) \left(\frac{m_1 \omega_1 k_{w1}}{m_2 \omega_2 k_{w2}} \right) r_2 \\ &= k_r k_r r_2 \end{aligned} \quad (16-32)$$

转子漏抗的归算值为

$$x_2' = \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{I_2}{I_2'} \right)^2 x_2 = k_r k_r x_2 \quad (16-33)$$

由此可知,转子阻抗的归算值为

$$\begin{aligned} Z_2 &= r_2' + jx_2' \\ &= k_r k_r r_2 + jk_r k_r x_2 \\ &= k_r k_r Z_2 \end{aligned} \quad (16-34)$$

(四)归算后的方程式、相量图和等效电路

根据前面的分析,把转子各量进行匝数、相数和转子位置的归算后,可以得到转子静止且转子绕组短路时的基本方程式如下

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1)$$

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

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

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2'(r_2' + jx_2')$$

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

根据这些方程式可画出相量图如图16-10所示。

转子归算后的定、转子等效电路如图16-11(a)所示,由于 $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$,因而把 a 和 a' , b 和 b' 连结起来,对电路不会产生影响。然后再用激磁阻抗 Z_m 代替电动势支路。即得如图16-11(b)所示的“T”型等效电路(T-equivalent circuit)。

应该注意,在额定电压下,转子堵转且绕组短路一般是不允许的。因为一般 $x_1^* \approx x_2^* =$

$0.08 \sim 0.12$,忽略 r_1 和 r_2' 和 I_m ,则 $I_1 \approx \frac{U_1^*}{x_1^* + x_2^*}$

$= \frac{1}{0.16 \sim 0.24} = 4 \sim 7$, 这样大的电流,时间过长会烧坏绕组,因此堵转实验一般应降低电压进行。

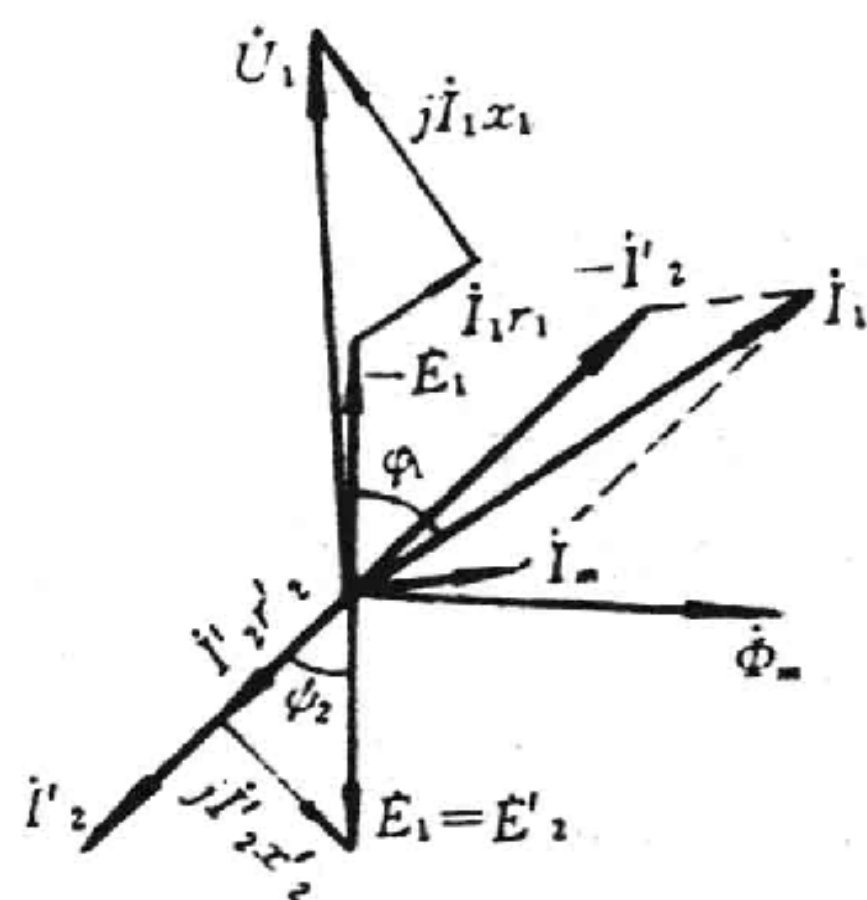


图16-10 三相异步电动机堵转时相量图

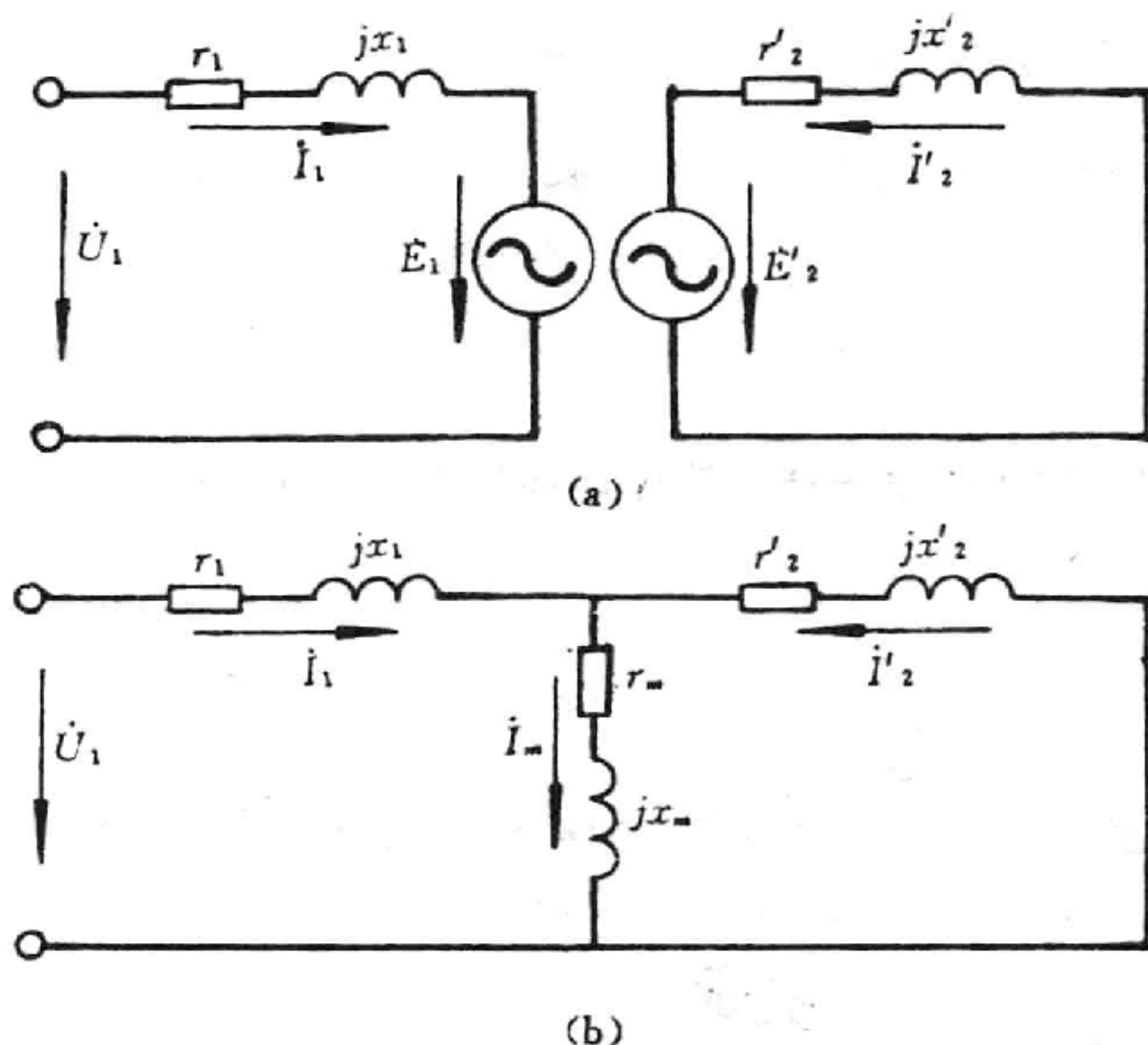


图16-11 三相异步电动机堵转时等效电路

其次还要指出,由于转子堵转且绕组短路时,转子反磁动势很强,使定子电流达额定电流的4~7倍,若忽略励磁电流 $\dot{I}_m$,根据等效电路可知:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1(Z_1 + Z_2)$$

一般异步电机的 $Z_2 \approx Z_1$,所以 $\dot{U}_1 = 2\dot{I}_1 Z_1$ 或 $\dot{I}_1 Z_1 \approx \frac{\dot{U}_1}{2}$,说明定子边电压 $\dot{U}_1$ 约有一半降落在定子边漏阻抗上,因而此时的电动势 E_1 也差不多为 U_1 的一半,显然主磁通 Φ_m 也约降为空载时一半。

§ 16-3 转子旋转时的异步电动机

一、磁动势关系

异步电动机定子绕组接电源,转子绕组短路时,定、转子绕组里都会有电流,显然,转子的有功电流和气隙主磁场相互作用会产生作用在转子上(同时作用在定子上)的电磁转矩,使转子旋转起来,那么旋转起来后,磁动势平衡关系是否还成立呢?为了分析这一问题,我们必须分析此时的定、转子磁动势是否相对静止,因为只有相对静止才有一个稳定的平衡关系。为此,必须首先分析决定转子磁动势转速的转子电流频率,进而分析转子磁动势相对于定子的转速。

(一) 转子电流的频率

转子电流频率即转子电动势频率,而转子电动势频率取决于气隙旋转磁场切割转子绕组的转速 n_1 和电机的极对数 p ,即

设转子转速为 n , 则气隙旋转磁场切割转子绕组的转速为 $n_1' = n_1 - n$, 所以

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot \frac{pn_1}{60} = sf_1 \quad (16-36)$$

式中 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ 为转差率, f_2 也称转差频率 (slip-frequency)。对电动机而言, 额定负载时之 s 约为 $0.02 \sim 0.05$, 由此可知, 转子旋转时之电动势和电流的频率很低, 当 $f_1 = 50\text{Hz}$ 时, f_2 约为 $1 \sim 2.5\text{Hz}$ 。

(二) 转子磁动势相对于转子转速

由于基波旋转磁动势的转速取决于产生该磁动势的电流频率, 所以转子磁动势相对于转子的转速为

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} = \frac{60sf_1}{p} = sn_1 \quad (16-37)$$

(三) 转子磁动势相对于定子转速

对于电动机, 转子转速 $n < n_1$, 定子旋转磁场切割转子绕组的顺序是 $a-b-c$, 所以转子电流相序与定子电流相序一致, 而转子本身以每分钟 n 转相对于定子旋转, 故转子磁动势相对于定子的转速为

(二) 转子磁动势相对于转子的转速

$$\begin{aligned} n_2' &= n_2 + n \\ &= sn_1 + n \\ n_2 &= \frac{60f_2}{p} = s \frac{60f_1}{p} = sn_1 = \frac{n_1 - n}{n_1} \times n_1 + n \\ &= n_1 \end{aligned}$$

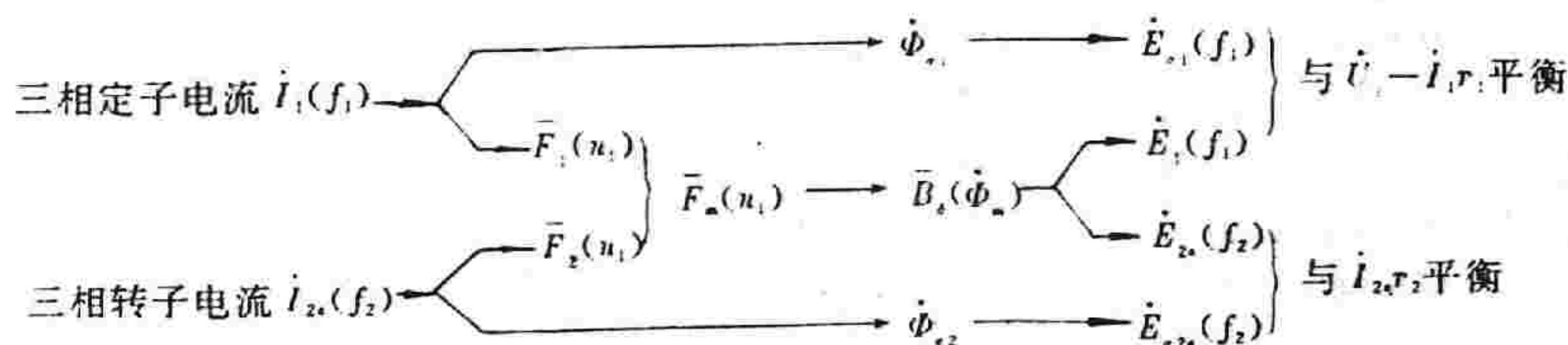
由此又得一重要结论: 不论转子静止还是旋转, 定、转子磁动势 $\bar{F}_1$ 和 $\bar{F}_2$ 都是以同步速 n_1 相对于定子旋转, 或者说, 它们总是相对静止的。这是各类旋转电机产生平均转矩, 实现机电能量转换的必要条件。

由于 $\bar{F}_2$ 和 $\bar{F}_1$ 相对静止, 因此可得一稳定的合成磁动势 $\bar{F}_m$, 即

$$\bar{F}_1 + \bar{F}_2 = \bar{F}_m \quad (16-38)$$

二、电动势关系

转子旋转时, 定、转子磁动势仍保持相对静止, 说明转子旋转时电机的内部电磁过程仍和转子静止时的一样, 所不同的只是转子电流的频率改变了。根据这一特点, 同样可列出转子旋转时异步电机各电磁量的内部联系:



气隙中主磁通 Φ_m 在转子绕组中感应的电动势为

(三) 转子磁动势相对于定子的转速

$$E_{2s} = 4.44f_2 w_2 k_{w2} \Phi_m$$

式中 $E_2 = \frac{E_{2s}}{s} = 4.44 f_1 w_2 k_{w2} \Phi_m$, 称为归算为定子频率的转子电动势, 即在 Φ_m 大小不变的条件下, 把转子频率从 f_2 改为定子频率 f_1 时, 转子电动势应有的数值, 在物理概念上, 可以把 E_2 看成是 Φ_m 的大小等于转子旋转时的数值时, 转子静止时的转子电动势。由于在正常的运行范围内, Φ_m 的大小变化很小, 则 E_2 接近常值, 故旋转时之转子电动势 E_2 与转差率 s 成正比, s 越大, 主磁场切割转子绕组的相对速度越大, 故 E_2 越大。

转子电流 I_2 产生的漏磁通 $\Phi_{2\sigma}$ 感生的转子漏电动势 $E_{2\sigma}$, 也可写成负的漏抗压降的形式

$$\dot{E}_{2\sigma} = -j\dot{I}_2 x_{2\sigma} \quad (16-40)$$

式中

$$\begin{aligned} x_{2\sigma} &= 2\pi f_2 L_{2\sigma} \\ &= s(2\pi f_1 L_{2\sigma}) \\ &= s x_2 \end{aligned} \quad (16-41)$$

为转子旋转时的转子每相漏抗。 $L_{2\sigma}$ 为转子旋转时每相绕组的漏电感。 $x_2 = 2\pi f_1 L_{2\sigma}$ 是归算为定子频率的转子漏抗, 在物理概念上, 也可把 x_2 看成是转子静止时之漏抗, 但应假定此时之 $L_{2\sigma}$ 大小仍等于所研究的转子旋转时的数值。

由前述电磁关系可得定、转子的电动势平衡关系为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1) \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \end{aligned} \quad (16-42)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2(r_2 + jx_2) \quad (16-43)$$

若把转子绕组的相数和匝数归算为定子绕组的相数和匝数, 则

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2(r'_2 + jx'_2) \quad (16-44)$$

根据式(16-42)、(16-43)可作出转子旋转时的定、转子等效电路, 如图16-12所示。其中定子电路中各物理量的频率为 f_1 , 而转子电路中的频率为 $f_2 = sf_1$, 所以无法联立求解。也不能用统一的相量图和等效电路来表示定、转子之间的关系。要获得象转子静止时那样的等效电路和相量图, 还必须把频率统一起来, 也就是必须将转子电动势和电流的频率归算成定子频率 f_1 , 而要转子频率为 f_1 , 只有转子静止时才有可能, 下面研究等效静止转子问题。

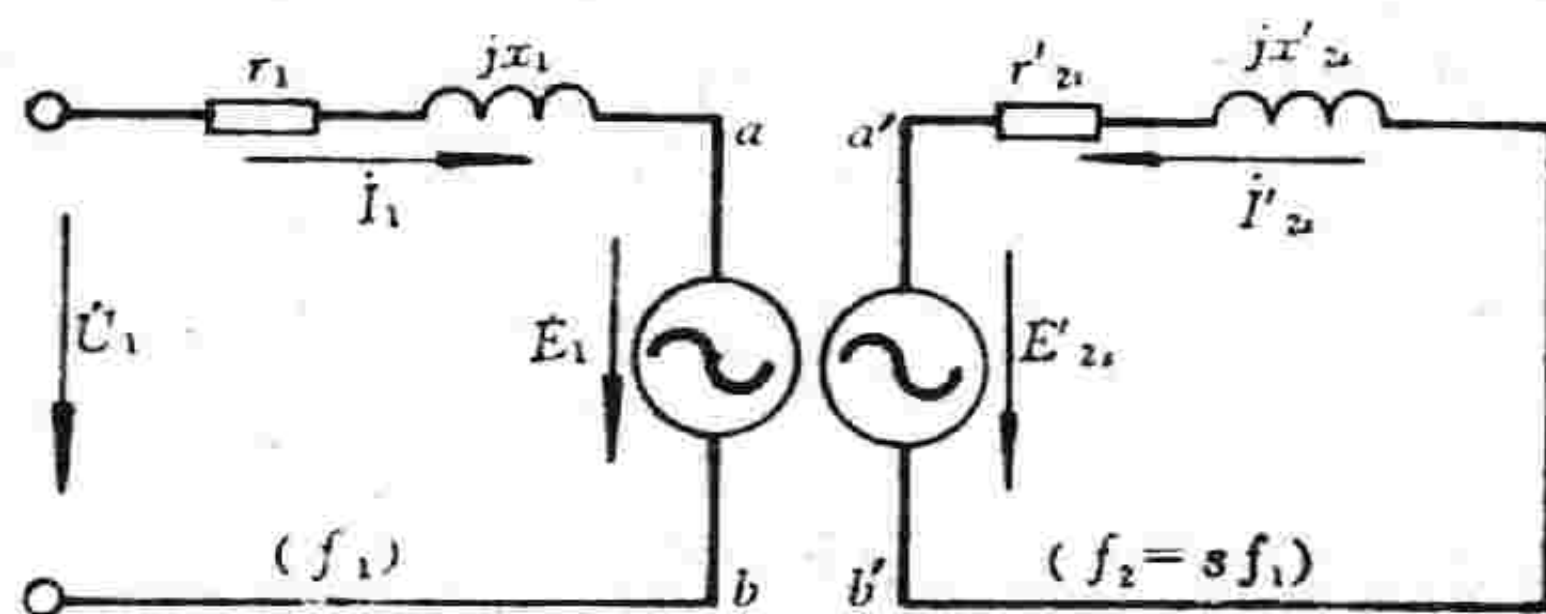


图16-12 三相异步电动机旋转时定、转子等效电路

三、转子的频率归算——等效静止转子

为了把转子的频率归算成定子频率,可以用一个等效的静止转子来代替旋转的转子,其等效的条件应该是使转子对定子的影响不变,而转子对定子的影响是通过转子磁动势 $\bar{F}_2$ 产生的,所以进行频率归算时,应保持转子磁动势 $\bar{F}_2$ 不变。要达到这一点,应使等效静止转子的电流大小和相位与转子旋转时的电流大小和相位一样。

根据式(16-43),旋转时的转子电流有效值为

$$I_{2r} = \frac{E_{2r}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2r}^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}$$

设等效静止转子的电动势为 E_2 ,电阻为 R ,漏抗为 X ,则电流

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

不难看出,欲使 I_2 与 I_{2r} 的大小、相角相同,则等效静止转子的等效电阻和漏抗应为

$$R = \frac{r_2}{s} = r_2 + \frac{1-s}{s}r_2 \quad (16-45)$$

$$X = \frac{sx_2}{s} = x_2 \quad (16-46)$$

于是等效静止转子的电流为

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_2} \quad (\text{频率为 } f_1)$$

或

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \left(\frac{r_2}{s} + jx_2 \right)$$

再考虑相数和匝数归算,则

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2' \left(\frac{r_2'}{s} + jx_2' \right) \quad (16-47)$$

这样变换后,电流的大小与相位与原来一样,因此转子磁动势 $\bar{F}_2$ 的大小和在空间的位置(与 $\bar{B}_s$ 的夹角为 $90^\circ + \psi_2$)不会改变。由于等效静止转子的电流频率为 f_1 ,所以 $\bar{F}_2$ 对定子的转速仍为 n_1 ,这样,从定子边来看,变换后的转子磁动势 $\bar{F}_2$ 对定子边各量不会产生任何影响,这种把实际旋转的转子等效成串入 $\frac{1-s}{s}r_2'$ 的电阻的静止不转的转子,从而使转子电路的频率由 f_2 变为 f_1 的方法叫做异步电机的频率归算。

四、三相异步电动机的基本方程式、相量图和等效电路

经过以上对转子绕组的相数、匝数和频率归算后,可得异步电动机的基本方程式为

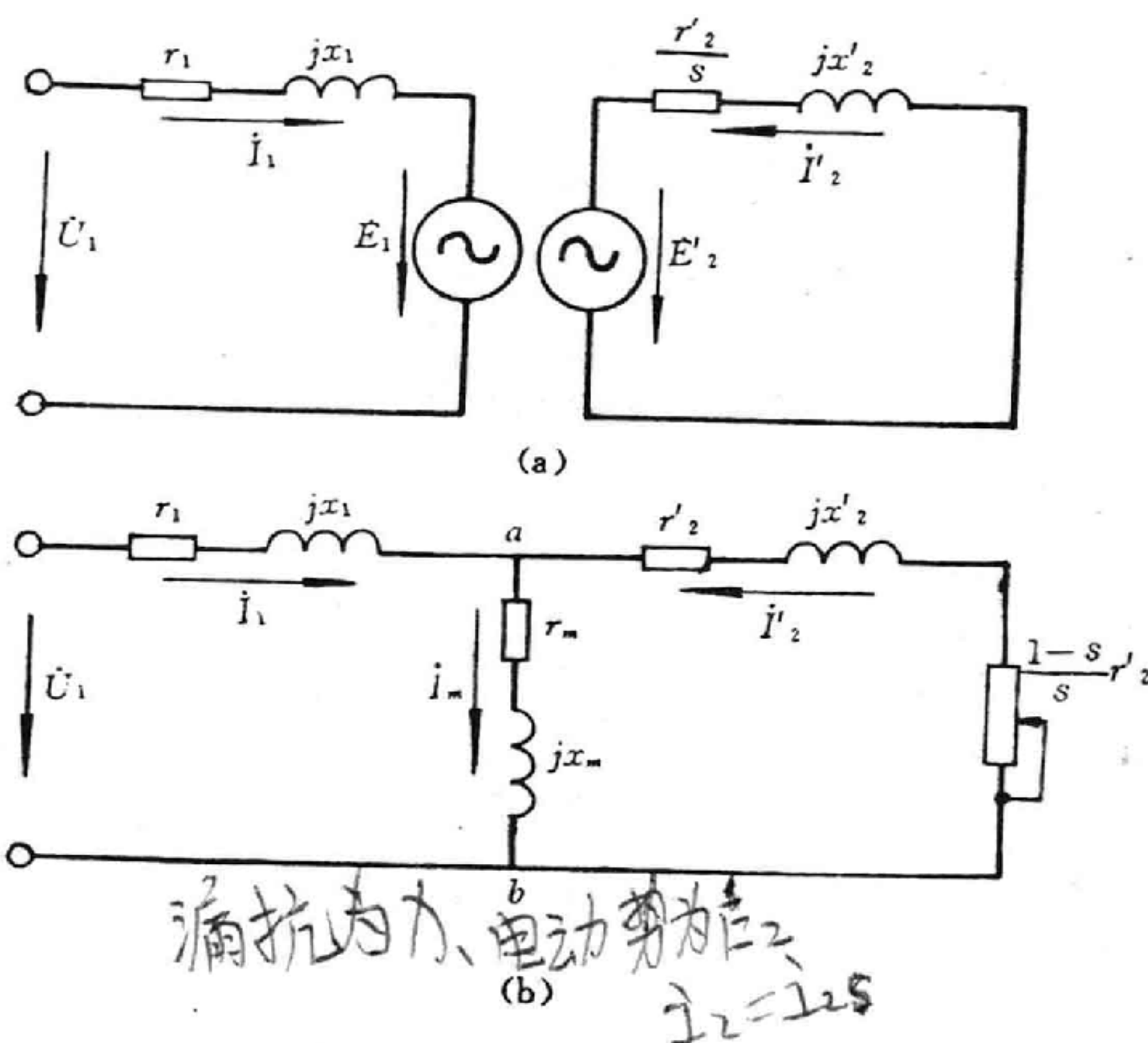


图16-14 三相异步电动机等效电路

$$I_m = \frac{\dot{U}_1}{\dot{C} Z_m} = \frac{\dot{U}_1}{(1 + \frac{Z_1}{Z_m}) Z_m} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_m} \quad (16-52)$$

它是相当于 $s=0$, 即转子以同步速旋转时的空载电流, 由于异步电动机不可能自行达到同步速, 所以 I_m 称为理想空载电流。

$$- \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{C} Z_1 + \dot{C}^2 (\frac{r'_2}{s} + jx'_2)} = \frac{- \dot{I}_2}{\dot{C}} \quad (16-53)$$

根据式(16-49), (16-52), (16-53)可画出相应的等效电路, 如图16-15所示。以上变换是严格的, 没有任何省略和简化, 因此这种电路称为准确变换电路。

由于 $r_1 \ll x_1, r_m \ll x_m$, 校正系数可近似地用一实数表示为

$$C \approx 1 + \frac{x_1}{x_m}$$

通常 $C=1.03 \sim 1.08$, 如将图16-15等效电路中的 $\dot{C}$ 用 C 代替, 这将使计算大为简化, 这种等效电路称为近似变换电路, 它适用一般异步电动机的计算, 其误差在工程允许范围内。

对于容量大于40kW的异步电动机, C 很接近于1, 如令主回路 $C=1$, 可得图16-16所示简化电路, 用它来计算中型以上的异步电动机, 仍可获得较准确的结果。

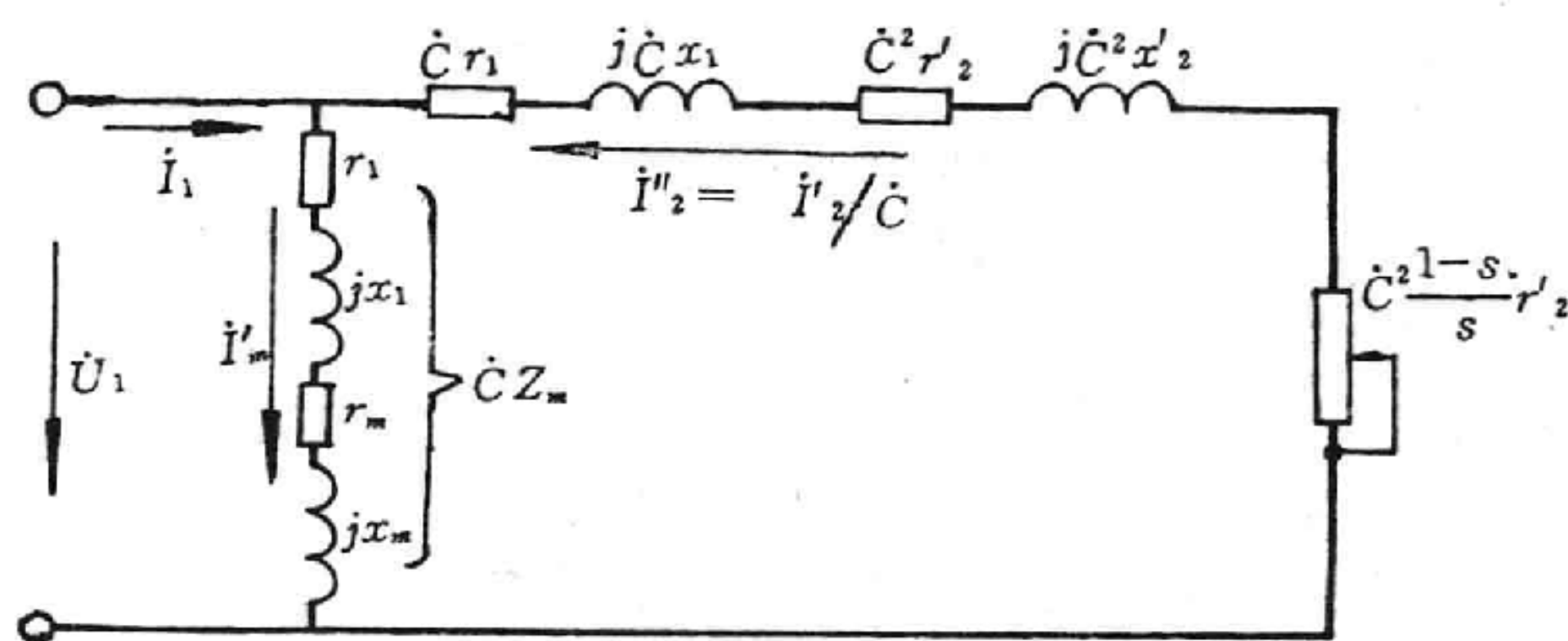


图16-15 三相异步电动机的准确变换电路

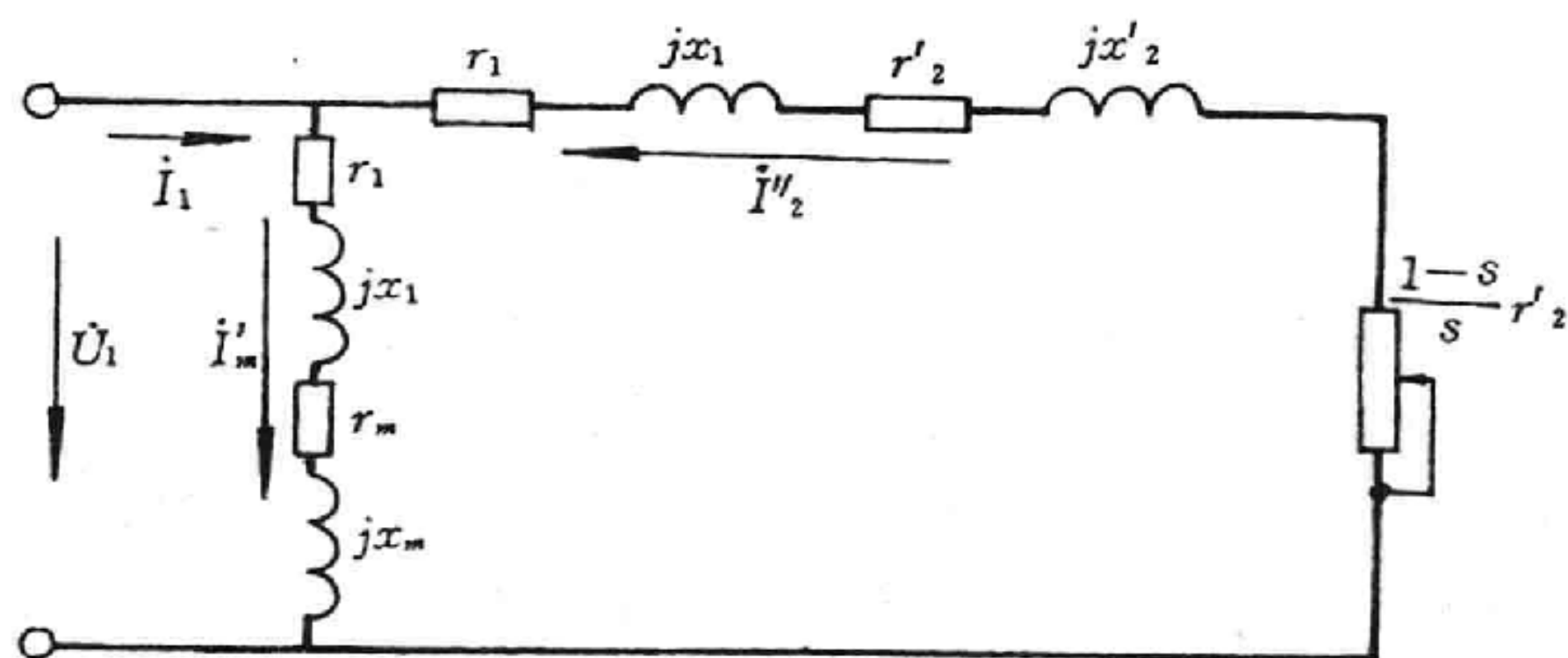


图16-16 三相异步电动机的简化电路

通过以上的分析,我们可以得出:

(1)运行时的异步电动机和一台副绕组接有纯电阻负载的变压器相似。当 $s=1$ 时,异步电动机和一台副边短路的变压器相似。当电机空载时,转子转速接近于同步速, $s \approx 0$, $\frac{r'_2}{s} \rightarrow \infty$, 即转子绕组相当于开路,转子电流基本为零,定子电流基本为激磁电流。此时电动机的功率因数很低。

(2)异步电机可看作为一台广义的变压器,它不仅可以用来变换电压、电流、频率、相位和相数,更重要的是它可以实现机电能量变换。等值电路中, $\frac{1-s}{s} r'_2$ 为机械功率的等效电阻,因为转子绕组短路,且堵转时, $s=1$, $\frac{1-s}{s} r'_2 = 0$, 此时无机械功率输出,而当电机旋转时, $s \neq 1$, $\frac{1-s}{s} r'_2 \neq 0$, 此时有机械功率输出,由此可知,转子电流 I'_2 在 $\frac{1-s}{s} r'_2$ 上产生的功率等效于机械功率,即

$$P_n = m_1 I'^2_2 \frac{1-s}{s} r'_2 \quad (16-54)$$

P_n 称为总机械功率(gross mechanical power)或内机械功率(internal mechanical power)(是包括机械损耗和附加损耗在内的转子机械功率的总和)。

(3)机械负载的变化在等效电路中由转差率的变化来体现。在额定运行范围内当机械负载增大时,转速降低, s 增大,机械功率等效电阻 $\frac{1-s}{s}r_2'$ 减少。因此,转子电流增加,以产生较大的电磁转矩与负载转矩平衡。按照磁动势平衡关系,定子电流也相应增加,电动机便从电源吸收更多的电功率来供给电机内部的损耗和轴上输出的机械功率,从而达到功率平衡。

(4)从相量图和等效电路可知,在我们的惯例下,异步电机的定子电流总是滞后于定子电压。即功率因数总是滞后的,因为异步电机需要从电网吸收感性无功来建立主磁场和漏磁场。激磁电流以及漏抗愈大,则需要感性无功愈多,功率因数 $\cos\varphi_1$ 愈低。

(5)异步电机和变压器虽有相同形式的等效电路,但它们的参数相差较大,它们参数范围的比较如表16-1所示。

表16-1

	r_m^*	x_m^*	x_1^*, x_2^*
变压器	1~5	10~50	0.014~0.08
异步电机	0.05~0.35	2~5	0.08~0.12

例16-1 有一台国产10kW 三相四极绕线转子异步电动机,额定电压 $U_N=380V(\Delta接)$,额定转速 $n_N=1452r/min$,定子每相电阻 $r_1=1.33\Omega$,定子漏抗 $x_1=2.43\Omega$,转子电阻折算值 $r_2'=1.12\Omega$,转子漏抗归算值 $x_2'=4.4\Omega$,激磁阻抗: $r_m=7\Omega, x_m=90\Omega$ 。试分别用T型等效电路和近似变换电路计算额定转速时电动机的定子电流、转子电流、功率因数以及输入功率。

解:额定转差率

$$s_N = \frac{1500 - 1452}{1500} = 0.032$$

以 $\dot{U}_1$ 为参考量,即 $\dot{U}_1=380/0^\circ$ 。

(1)利用T型等效电路计算。

由图16-14得

$$\begin{aligned} Z_1 &= r_1 + jx_1 \\ &= 1.33 + j2.43 \\ &= 2.77 \angle 61.3^\circ \quad \Omega \\ Z_2 &= \frac{r_2'}{s} + jx_2' \\ &= \frac{1.12}{0.032} + j4.4 \\ &= 35 + j4.4I \\ &= 35.28 \angle 7.17^\circ \quad \Omega \\ Z_m &= r_m + jx_m \\ &= 7 + j90 \\ &= 90.27 \angle 85.55^\circ \quad \Omega \end{aligned}$$

总阻抗

$$\begin{aligned}
Z &= Z_1 + \frac{Z'_{s2} Z_m}{Z'_{s2} + Z_m} \\
&= 1.33 + j2.43 + \frac{35.28 / 7.17^\circ \times 90.27 / 85.55^\circ}{35 + j4.44 + 7 + j90} \\
&= 28.86 + j16.29 \\
&= 33.14 / 29.44^\circ \quad \Omega
\end{aligned}$$

定子相电流

$$\begin{aligned}
\dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{Z} \\
&= \frac{380 / 0^\circ}{33.14 / 29.44^\circ} \\
&= 11.47 / -29.44^\circ \quad \text{A}
\end{aligned}$$

功率因数

$$\cos \varphi_1 = \cos(-29.44^\circ) = 0.87$$

转子电流

$$\begin{aligned}
\dot{I}_2 &= \frac{-\dot{I}_1 Z_m}{Z'_{s2} + Z_m} \\
&= \frac{-11.47 / -29.44^\circ \times 90.27 / 85.55^\circ}{35 + j4.44 + 7 + j90} \\
&= -10.02 / -9.89^\circ \quad \text{A}
\end{aligned}$$

激磁电流

$$\begin{aligned}
\dot{I}_m &= \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 \\
&= 11.47 / -29.44^\circ - 10.02 / -9.89^\circ \\
&= 3.922 / -88.25^\circ \quad \text{A}
\end{aligned}$$

输入功率

$$\begin{aligned}
P_1 &= m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 \\
&= 3 \times 380 \times 11.47 \times 0.87 \times 10^{-3} \\
&= 11.38 \quad \text{kW}
\end{aligned}$$

(2) 利用近似变换电路计算

$$C = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{2.43}{90} = 1.027$$

负载回路电流

$$\begin{aligned}
-\dot{I}_2 &= \frac{\dot{U}_1}{CZ_1 + C^2(\frac{r'_2}{s} + jx'_2)} \\
&= \frac{380 / 0^\circ}{1.027 \times 2.77 / 61.3^\circ + 1.027^2 \times 35.28 / 7.17^\circ} \\
&= \frac{380 / 0^\circ}{2.845 / 61.3^\circ + 37.21 / 7.17^\circ} \\
&= 9.76 / -10.56^\circ \quad \text{A}
\end{aligned}$$

激磁回路电流

$$\begin{aligned}\dot{I}_m &= \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_m} \\&= \frac{380 / 0^\circ}{2.77 / 61.3^\circ + 90.27 / 85.55^\circ} \\&= 4.09 / -84.85^\circ \text{ A}\end{aligned}$$

定子电流

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \dot{I}_m - \dot{I}_2 \\&= 4.09 / -84.85^\circ + 9.76 / -10.56^\circ \\&= 11.56 / -30.48^\circ \text{ A}\end{aligned}$$

功率因数

$$\cos \varphi_1 = \cos(-30.48^\circ) = 0.862$$

输入功率

$$\begin{aligned}P_1 &= m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 \\&= 3 \times 380 \times 11.56 \times 0.862 \times 10^{-3} \\&\approx 11.36 \text{ kW}\end{aligned}$$

从以上计算结果看,由近似变换电路计算所得结果误差不大,因此工程上普遍采用。

§ 16-4 笼型转子的极数、相数和匝数

前面几节从分析绕线转子异步电动机运行原理入手,推导出了异步电动机的基本方程式、相量图和等效电路,它们也完全适用于笼型异步电动机。在所有的旋转电机中,定、转子的极数必须相等,才能产生平均电磁转矩,否则电机无法工作,对于绕线转子异步电动机,转子绕组极数可以设计和绕制成与定子极数相等,但笼型转子的绕组由导条加端环构成,它的极数、相数和匝数如何确定,是本节要研究的问题。

一、笼型转子的极对数

设气隙中的主磁场为一正弦分布的以同步转速旋转的旋转磁场,转子转速为 n ,则旋转磁场以 $n_1' = n_1 - n = sn_1$ 的相对速度不断切割转子导条,而在导条中感应出交变电动势 e_c ,由于导条在空间的位置各不相同,所以各根导条中感应电动势瞬时值亦不相同,根据 $e_c = b_s l v$,位于最大磁密处的导条,在该瞬间的电动势亦为最大,位于磁密为零处的导条,在该瞬间的电动势亦为零,不同导条中电动势的瞬时值将和磁密一样按正弦分布,若规定电动势方向出纸面为正,则电动势分布波形图如图16-17(a)所示。

导条中的电流取决于导条中的电动势和导条、端环的阻抗。设导条和端环两者的等效阻抗角为 ψ_2 ,则导条电流将滞后于电动势 ψ_2 角。从导条电流的空间分布来看,电流达到最大的导条将滞后于电动势达到最大的导条以 ψ_2 角,也就是说,导条的电流空间分布波将滞后于电动势空间分布波 ψ_2 角,如图16-17(b)所示。

根据上述的电流波,即可画出转子各导条中的电流分布情况,如图16-17(c)所示。由图可见,二极的气隙磁场在导条中感应出的电流分布也形成二极,如果气隙磁场为四极,则导条感应出的电流分布形成四极,由于气隙磁场的极数决定于定子绕组的极数,故得结论,笼型转子

无特定的极数,它的极数恒等于定子绕组的极数。

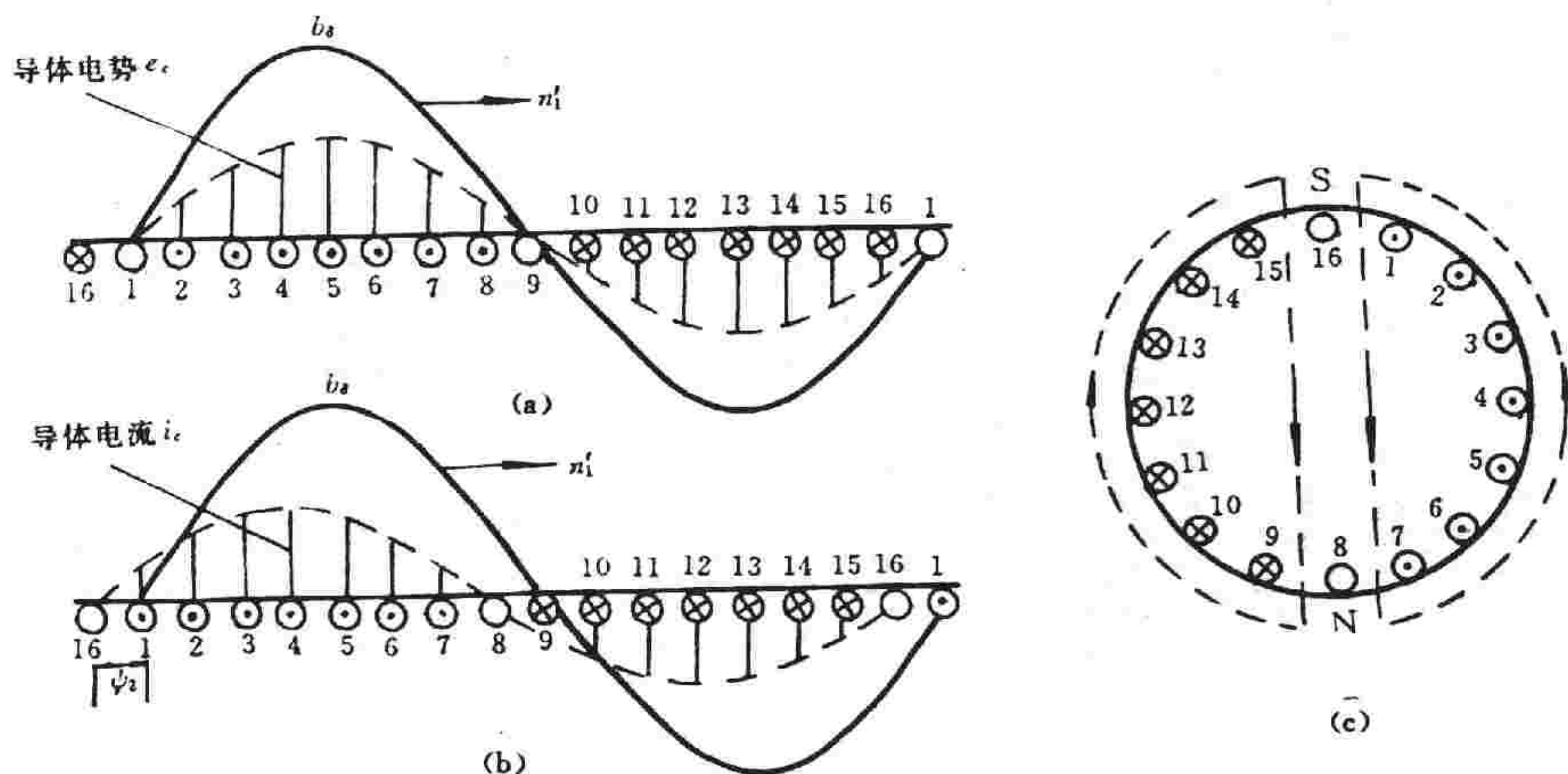


图16-17 笼型转子导条中电动势、电流的分布及形成的磁极

二、笼型绕组的相数

交流绕组的相数是按绕组中电流的相位来确定的,即同一相绕组里的电流同相位,对于笼型转子,导条中电流的相位是怎样的呢?

设笼型转子导条数为 N_2 (即转子槽数 Z_2),极对数为 p ,则相邻的两条导条之间的空间相位差为

$$\alpha_2 = \frac{p \cdot 360^\circ}{N_2} \quad (16-55)$$

例如 $Z_2=6, p=1$, 则 $\alpha_2 = \frac{1 \times 360^\circ}{6} = 60^\circ$ 。由图16-18(a)可见,各导条处于不同磁场位置,各导条切割气隙磁场感应的电动势不同相位,相邻导条感应电动势的相位差为 $\alpha_2 = 60^\circ$ 电角度,按前述电动势正方向,即可作出各导条的电动势相量,它构成一电动势星形图。由于笼型绕组结构上是对称的,每根导条的漏阻抗相同,因此每根导条中电流落后于该导条的电动势 ψ_2 相位角,如图16-18(b)所示。由此可知,在一对极下,各导条的电流都不同相位,因此,它们各自成一相,即为六相,也就是说,一对极电机的转子相数等于转子的导条数。

若为两对极,12根导条的电机,由于第二对极下的六根导条所处的磁场位置分别与第一对极下的六根导条所处磁场位置相同,而处于相同磁场位置导条的电流同相位,可看作属于同一相的并联导体,所以还是六相,即

$$m_2 = \frac{12}{2} = 6 \quad \text{相}$$

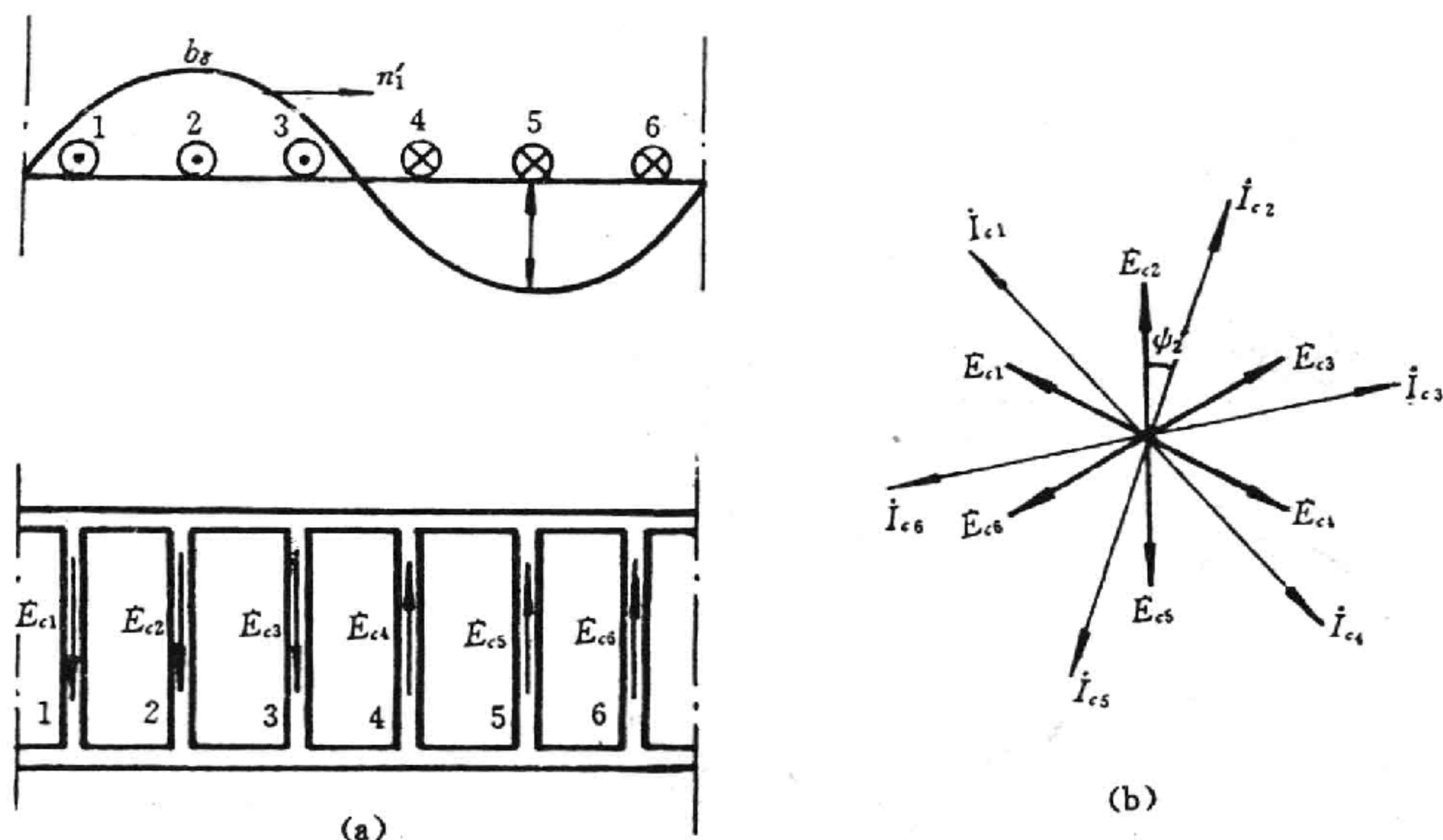


图16-18 笼型转子的相数

同理,若为 p 对数, N_2 根导条的电机,则相数

$$m_2 = \frac{N_2}{p} \quad (16-56)$$

有时 $\frac{N_2}{p}$ 不一定为整数,而相数总是整数,在这种情况下,所有导条里的电流都不会同相位,因此,可以认为 $m_2 = N_2$ 。也有在计算时不管 $\frac{N_2}{p}$ 是否是整数,都按 $m_2 = \frac{N_2}{p}$ 或 $m_2 = N_2$ 来进行计算。

三、笼型绕组的匝数和绕组因数

由于每对极下,每相只有一根导体,而一根导体为半匝,所以笼型绕组的每相串联匝数为

$$w_2 = \frac{1}{2}$$

由于每相仅有一根导体,它既无短距,也无分布问题,所以笼型绕组的绕组因数 $k_{w2} = 1$ 。

§ 16-5 异步电动机的参数测定

利用等效电路计算异步电动机的运行特性时,必须知道电机的参数。和变压器一样,对已制成的异步电机,可以通过空载试验和堵转试验来测定其参数。

一、空载试验(no-load test)

1. 目的

测定异步电机的铁耗 p_{Fe} 、机械损耗 p_m 和激磁阻抗 $Z_m = r_m + jx_m$ 。

2. 方法

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上, 用调压器改变电压大小, 使定子端电压从 $1.1 \sim 1.3U_N$ 开始, 逐渐降低电压, 直到转差率显著增大, 定子电流开始回升为止。每次记录电动机的相电压 U_1 、空载相电流 I_0 和空载输入功率 p_0 , 即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 变化的曲线, 即所谓空载特性 (no-load characteristic)。如图16-19所示。

3. 分析与计算

(1) 铁耗和机械损耗的确定: 空载时, 电动机的三相输入功率全部用以克服定子铜耗、铁耗和转子的机械损耗。由于 s 很小, 转子电流很小, 所以转子铜耗可以忽略不计。因此

$$p_0 = m_1 I_0^2 r_1 + p_{Fe} + p_m$$

从空载功率减去定子铜耗, 就可得到铁耗和机械损耗二项之和, 即

$$\begin{aligned} p'_0 &= p_0 - m_1 I_0^2 r_1 \\ &= p_{Fe} + p_m \end{aligned}$$

由于铁耗的大小近似地与电压的平方成正比, 而机械损耗的大小仅与转速有关, 而与端电压的高低无关, 因此, 把不同电压下的机械损耗和铁耗二项之和 p'_0 与端电压的平方值画成曲线 $p'_0 = f(U_1^2)$, 则 $p'_0 = f(U_1^2)$ 基本为一直线。把这一曲线延长到 $U_1 = 0$ 处, 如图16-20中虚线所示, 则交点的纵坐标便代表机械损耗 p_m 。随之可分离出额定电压时的铁耗 p_{Fe} , 如图16-20所示。

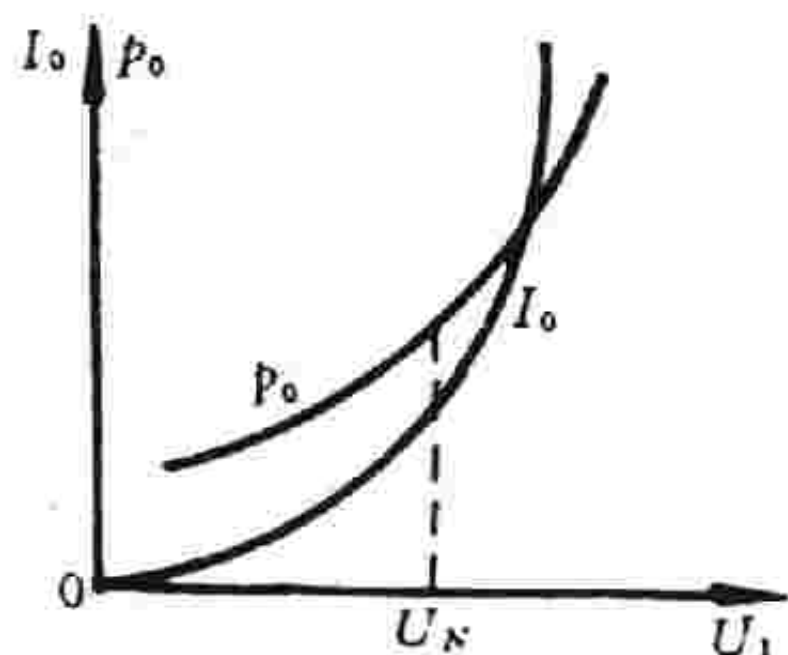
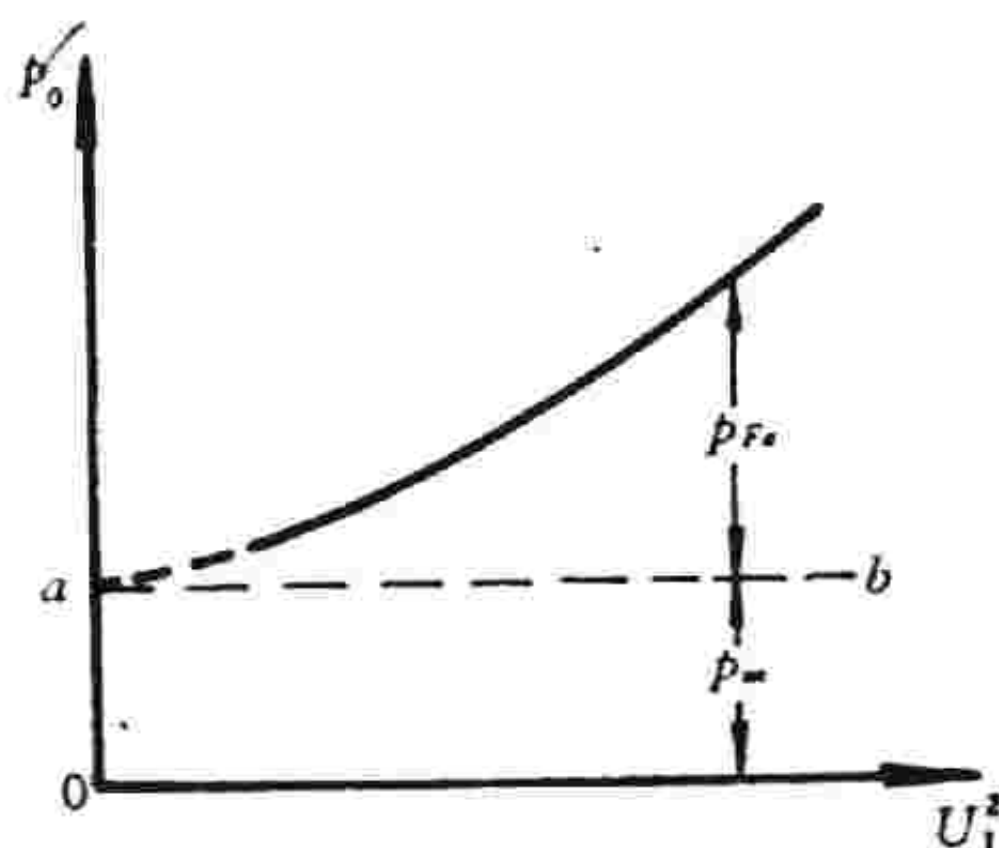


图16-19 异步电动机的空载特性图



16-20 从空载功率中分出铁耗和机械损耗

(2) 激磁阻抗的确定: 根据空载试验测得的 U_1 、 I_0 和 p_0 可算出

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= \frac{U_1}{I_0} \\ r_0 &= \frac{p_0}{3I_0^2} \\ x_0 &= \sqrt{z_0^2 - r_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (16-57)$$

空载时, 转差率 $s \approx 0$, $I_2 \approx 0$, 可认为转子电路开路, 从图16-21可见

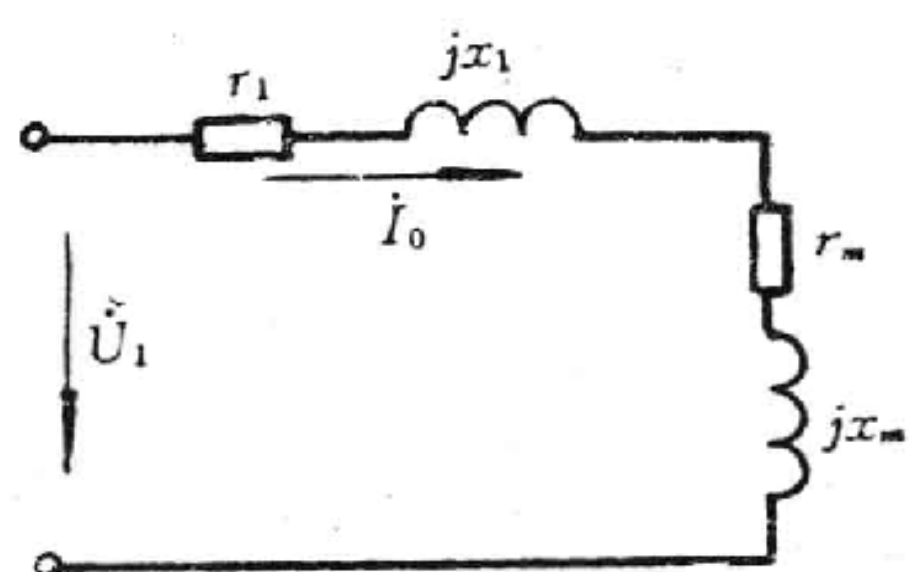


图16-21 异步电动机空载时等效电路

$$x_m = x_0 - x_1 \quad (16-58)$$

因此从下述堵转试验测得 x_1 之后,即可求得激磁电抗。

根据额定电压时的铁耗 p_{fe} ,则可求得铁耗等效电阻:

$$r_m = \frac{p_{fe}}{3I_0^2} \quad (16-59)$$

二、堵转试验 (locked-rotor test)

1. 目的

测定短路阻抗,转子电阻和定、转子漏抗。

2. 方法

试验时将转子堵转 ($s=1$),调节电源电压的大小,使施于定子的端电压约等于 $0.4U_N$,然后逐步降压,每次记录定子相电压 U_k 、定子短路相电流 I_k 和功率 p_k ,据此可得到电动机的堵转阻抗特性 (locked-rotor impedance characteristic),如图16-22所示。对于中、小型电动机,如果条件具备,堵转试验最好从端压约等于 $(0.9 \sim 1.0)U_N$ 做起,然后逐步降压。

在端压约等于 $0.4U_N$ 下进行试验,定子电流很大,约为额定电流的2—3倍。为避免定子绕组过热,试验应尽快地在短时间内完成。

3. 分析与计算

堵转时, $s=1$,此时电动机的等效电路如图16-23所示。由于 $\frac{1-s}{s}r'_2=0$,故图中没有代表机械负载的等效电阻。根据实验数据可算出短路阻抗如下:

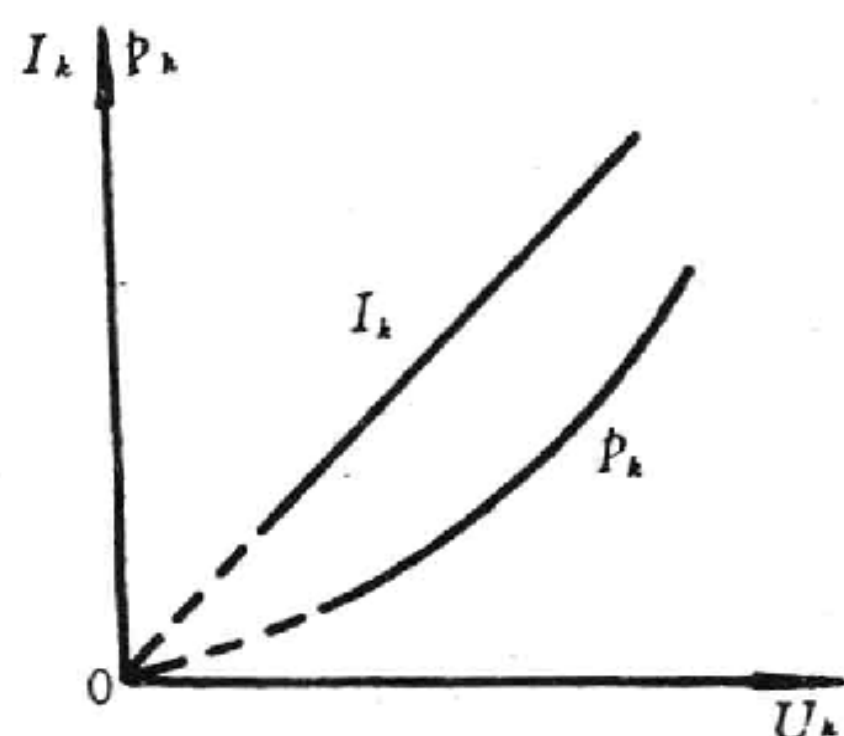


图16-22 异步电动机的堵转阻抗特性

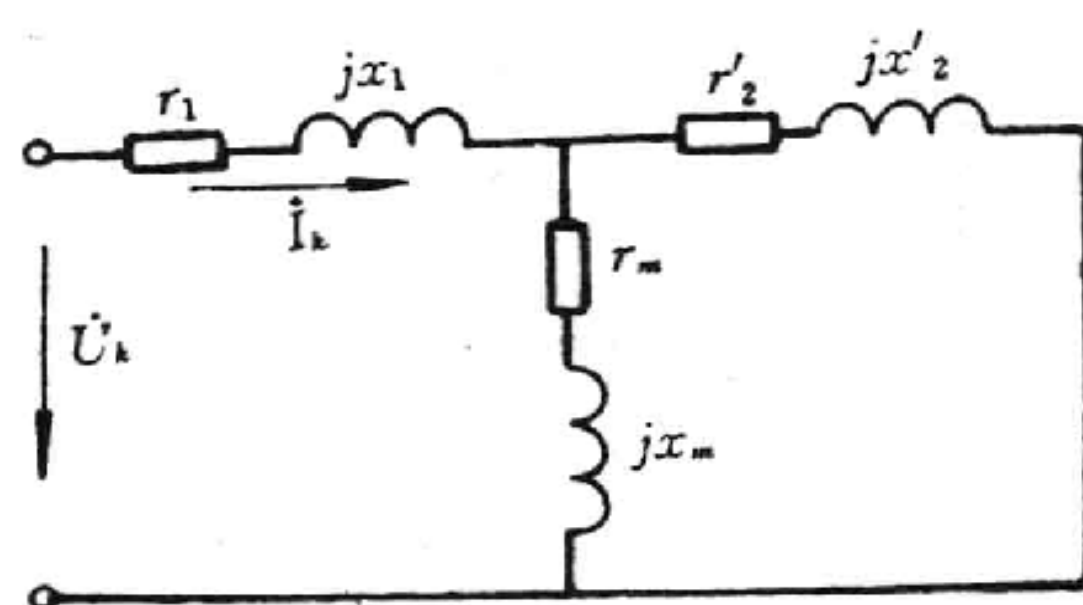


图16-23 异步电动机堵转时等效电路

$$\left. \begin{aligned} z_k &= \frac{U_k}{I_k} \\ r_k &= \frac{p_k}{3I_k^2} \\ x_k &= \sqrt{z_k^2 - r_k^2} \end{aligned} \right\} \quad (16-60)$$

为简化计算,假设 $x_1 = x_2'$, 忽略 r_m , 从而可根据等效电路经过简化后可求出

$$r_2' = (r_k - r_1) \frac{x_0}{x_0 - x_k} \quad (16-61)$$

$$x_1 = x_2' = x_0 - \sqrt{\frac{x_0 - x_k}{x_0} (r_1'^2 + x_0^2)} \quad (16-62)$$

式中定子电阻 r_1 可用电桥测出, x_0 为空载试验求出的电抗。

对中、大型异步电动机, 由于 $z_m \gg x_2'$, 堵转时激磁电流可略去不计, 因此可认为:

$$\left. \begin{aligned} r_k &\approx r_1 + r_2' \text{ 或 } r_2' \approx r_k - r_1 \\ x_k &\approx x_1 + x_2' \text{ 或 } x_1 \approx x_2' \approx \frac{x_k}{2} \end{aligned} \right\} \quad (16-63)$$

小 结

这一章是异步电动机的理论基础部分, 主要分析了异步电动机正常运行时的内部电磁过程, 并由此导出了异步电机的基本方程式, 相量图和等效电路, 它是进一步分析和计算异步电动机运行性能和基础。

从电磁感应关系看, 异步电机和变压器相似, 即两个独立的电路完全靠磁耦合相联系, 主磁通由原、副边(或定、转子)两套绕组共同产生, 通过电动势和磁动势平衡规律实现能量传递。但异步电机和变压器都具有本身的特殊性, 学习中掌握二者的差别, 有利于理解本章的内容, 现把它们的主要差别简略地归纳如下:

(1) 异步电机中的磁动势是各相电流共同产生的, 基波磁动势为在空间按正弦分布的旋转磁动势, 它所对应的磁场也是旋转的, 分析时用空间矢量表示。变压器的磁动势是各相电流分别产生的, 其磁动势随时间按正弦规律交变, 它对应的磁场也是随时间交变的, 分析时用时间相量表示。

(2) 异步电机转子是旋转的, 定、转子绕组内电量的频率不同。变压器是静止电器, 原、副边绕组电量的频率相同。为了获得和变压器相同形式的等效电路, 必须对异步电机转子电量的频率进行归算。

(3) 异步电动机在正常运行时, 转子绕组是短路的, 从定子边输入电功率, 由转轴输出机械功率, 从等效电路看, 机械功率的大小在电路中用等效电阻 $\frac{1-s}{s} r_2'$ 来模拟, 所以负载性质是纯电阻性的。变压器输出和输入都是电功率, 它的副边可以接任意性质(电感性、电容性、电阻性)负载。

(4) 异步电机的绕组一般是分布, 短距绕组, 在计算电动势和磁动势时, 必须乘以绕组因数。而变压器的绕组为集中绕组, 不存在绕组因数问题。

(5) 异步电机的主磁路中存在气隙, 变压器的主磁路中铁心接缝处气隙很小, 因此异步电机的激磁电流比变压器的要大, 效率和功率因数要比变压器的低。

通过本章的学习, 我们可以了解到, 在异步电机中, 不论转子的转速、转向如何, 定、转子的基波磁动势总是相对静止的, 不论是绕线转子还是笼型转子, 定、转子的基波磁场的极数都相等, 再加上定、转子磁动势在空间有一定的相位差。这三条是旋转电机产生平均电磁转矩和实现机电能量转换的必要条件。

第十五章至十六章 自测题

一、填空题

1. 异步电机和同步电机原理上的基本差别是_____。

2. 转差率的定义是 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ ；当转差在 $0 < s < 1$ 范围内，异步电机运行于电动机状态；当转差在 $s < 0$ 范围内，异步电机运行于发电机状态；当转差在 $s > 1$ 范围内，异步电机运行于电磁制动状态。

3. 异步发电机作用在转子上的电磁转矩方向与转子转向____，与定子旋转磁场转向____；异步电机电磁制动状态时的电磁转矩方向与转子转向____，与定子旋转磁场转向____。

4. 一台55kW、380V、50Hz、 $\cos\varphi_N = 0.89$ 、 $\eta_N = 91.5\%$ 、 $n_N = 970\text{r/min}$ 的三相异步电动机，其额定电流为_____A；极数为_____极；同步速为_____r/min；额定转差率为_____。

5. 一台转子绕组开路的绕线转子异步电动机，定子接到三相电源上，如果转子b相绕组的轴线在定子A相绕组前 60° ，则定、转子A(a)相电动势的相位关系为_____。如果在上述情况下，把转子绕组短路且堵转，已知定、转子功率因数角分别为 φ_1 、 φ_2 ，则转子磁动势相对于气隙磁密的空间角为_____。

6. 为了画出三相异步电动机的T型等效电路，除了对转子绕组的_____进行归算外，还要对_____进行归算，T型等效电路中的 $\frac{1-s}{s}r_2'$ 代表_____。

7. 一台6极异步电动机，额定转速为980r/min，该电机定子电流的频率为_____Hz；转子电流的频率为_____Hz；定子电流所产生的基波旋转磁动势以_____r/min的转速切割定子；以_____r/min的转速切割转子；由转子电流所产生的基波旋转磁动势以_____r/min的转速切割转子；以_____r/min的转速切割定子。

8. 异步电机的功率因数总是_____的（滞后或超前），这是由于_____。

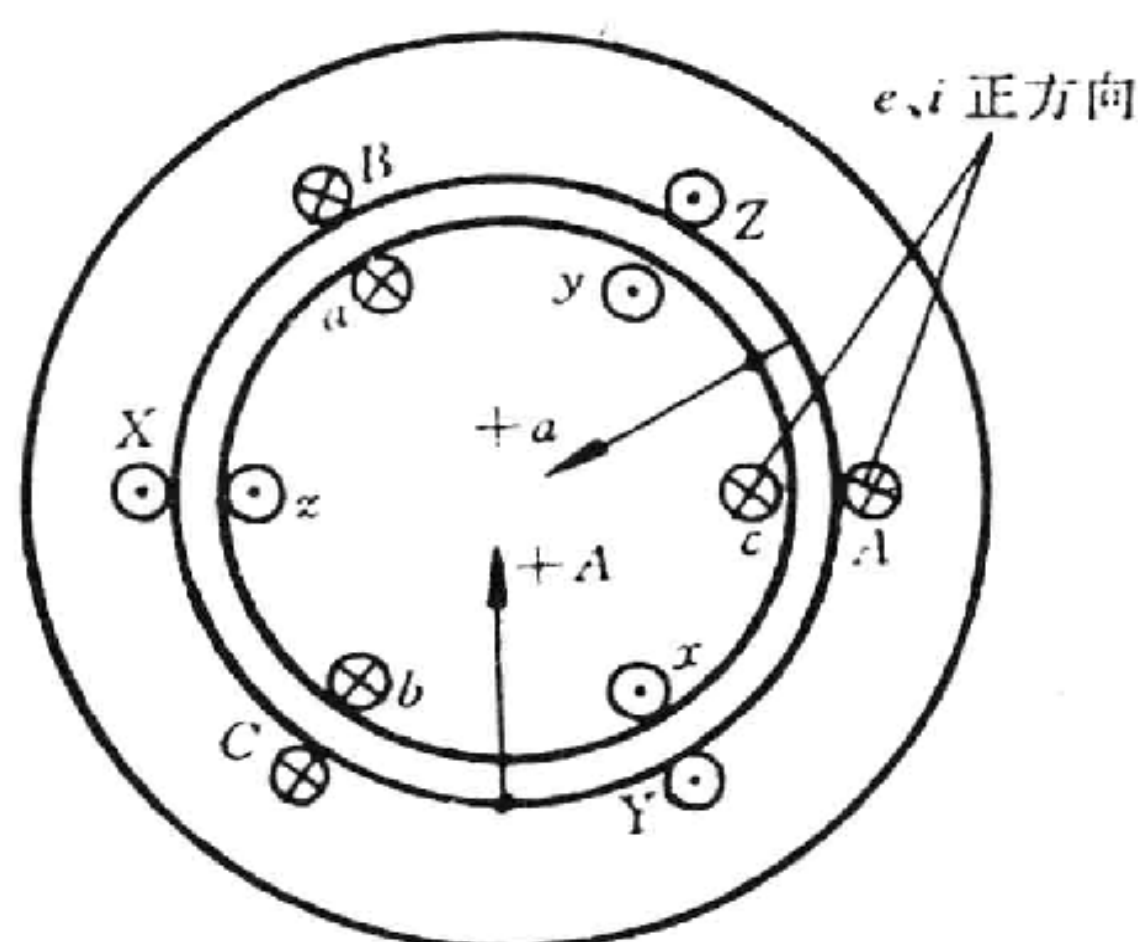
9. 改变三相异步电动机转向的方法是_____。

10. 同步电机在对称稳态运行时，不能画出变压器那样的等效电路，这是由于_____。异步电机能画出变压器那样的等效电路是由于_____。异步电机的激磁电抗标么值比变压器的小，这是由于_____。

(二) 已知一台绕线转子异步电机，定子接至三相对称电源，转子绕组短路且堵转，如果转子位置如下图所示。若气隙磁密落后于+A轴 60° ，转子漏抗角 $\varphi_2 = 45^\circ$ ，试画出 $\dot{\psi}_A$ 、 $\dot{\psi}_a$ 、 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 、 $\dot{I}_2$ 和 $\vec{F}_2$ 的时空相矢图。

1. 如果把时轴+t与+A轴重合。

2. 如果时轴+t与+A轴不重合，+t轴在+A轴前 60° 。



题二附图

三、设有一台3000V、6极、50Hz、Y形联结的三相异步电动机，额定转速为975r/min，每相参数如下： $r_1=0.42\Omega$ ， $x_1=2.0\Omega$ ， $r'_2=0.45\Omega$ ， $x'_2=2.0\Omega$ ， $r_m=4.67\Omega$ ， $x_m=48.7\Omega$ 。试用T型等效电路计算在额定情况下的定子电流 I_1 和转子电流归算值 I'_2 。

四、某三相异步电动机， $P_N=10\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $I_N=19.8\text{A}$ ，四极Y形接法， $r_1=0.5\Omega$ ，空载试验数据为 $U_0=380\text{V}$ ， $I_0=5.4\text{A}$ ， $p_0=0.425\text{kW}$ ，机械损耗 $p_m=0.08\text{kW}$ ，堵转试验中一点为 $U_k=120\text{V}$ ， $I_k=18.1\text{A}$ ， $p_k=0.92\text{kW}$ 。试计算忽略空载附加损耗和认为 $x_1=x'_2$ 时电动机正常运行时的参数 r'_2 ， x_1 ， x'_2 ， r_m 和 x_m 。

五、有一台绕线转子异步电动机，转子静止且开路，定子绕组加额定电压，测得定子电流为 $0.3I_{1N}$ ，然后把转子绕组短路仍保持不转，在定子绕组上从小到大地增加电压使定子电流为 I_{1N} ，问这两种情况下，主磁通 Φ_m 哪一个大？为什么？漏磁通呢？

第十七章 异步电动机的功率、转矩和运行特性

本章重点内容:1. 掌握异步电动机的功率传递关系。

2. 掌握异步电动机的电磁转矩与转子有功电流和每极基波磁通量的关系。

3. 掌握异步电动机的机械特性。

4. 了解异步电动机运行特性。

异步电动机从电网吸收有功和无功能量,其中无功能量用来建立电机中的主磁场和漏磁场,主磁场起能量传递的媒介作用,漏磁场只起电抗压降的作用,它们均不参与机电能量转换。而吸收的有功能量小部分用来供给电机内部的各种损耗,并转换为热能,使电机发热,大部分则转换为轴上的机械能,输出给生产机械,带动生产机械做功。本章主要讨论能量转换过程中的有功功率关系和转矩关系,还要推导异步电动机的转矩公式,进而得出异步电动机的 T_M-s 曲线和其它运行特性。

§ 17-1 异步电动机的功率关系

通过归算用一等效静止转子来模拟实际旋转的转子,其能量传递关系并不会改变,因此可从图17-1中看出功率的传递关系。

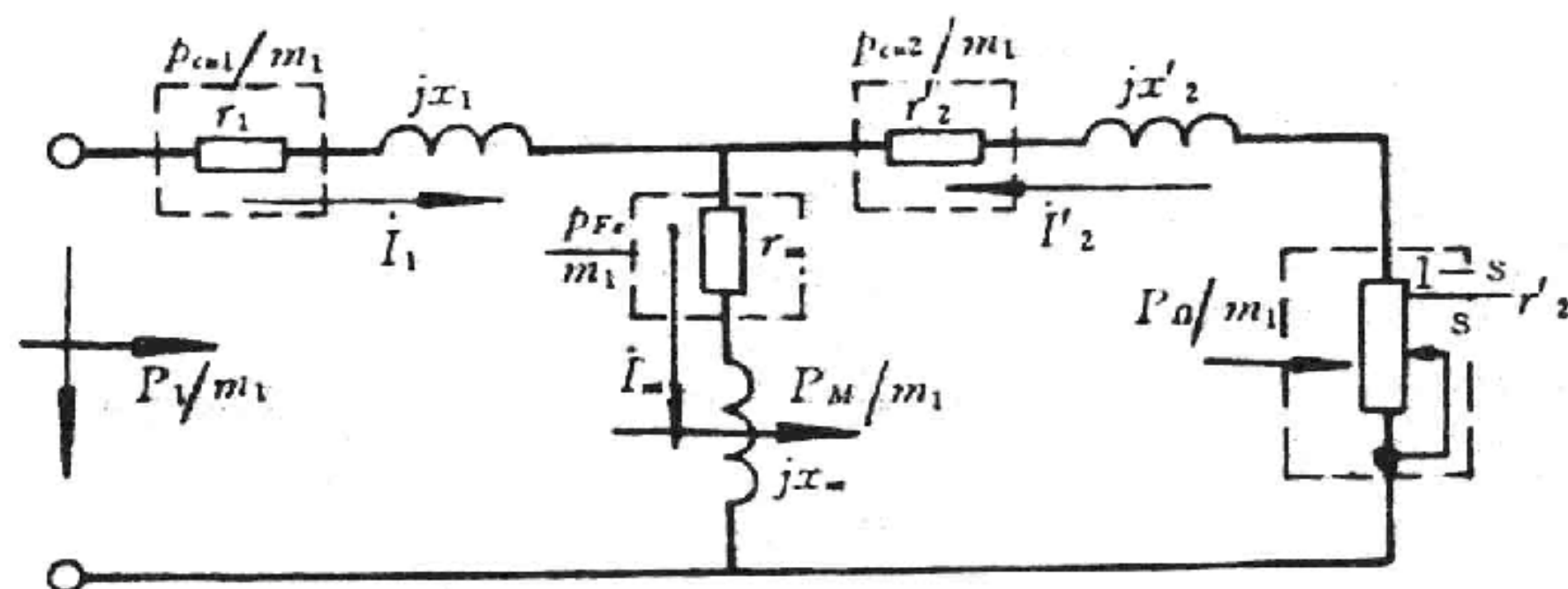


图17-1 从等效电路看异步电动机的功率关系

由电网输入到电动机的功率为

$$\begin{aligned} P_1 &= m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 \\ &= m_1 (\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= m_1 [(-\dot{E}_1) \cdot \dot{I}_1 + (\dot{I}_1 Z_1) \cdot \dot{I}_1] \\
&= m_1 [(-\dot{E}_1) \cdot (\dot{I}_m - \dot{I}_2) + (\dot{I}_1 Z_1) \dot{I}_1] \\
&= m_1 I_m^2 r_m + m_1 \dot{E}_1 \cdot \dot{I}_2 + m_1 I_1^2 r_1 \\
&= p_{Fe} + P_M + p_{\alpha 1}
\end{aligned} \tag{17-1}$$

式中 $p_{Fe} = m_1 I_m^2 r_m$ 为铁耗。由于转子铁心中磁通变化频率很低，转子铁耗很小，所以主要是定子铁耗。

$$p_{\alpha 1} = m_1 I_1^2 r_1$$

为定子铜耗

$$P_M = m_1 \dot{E}_1 \cdot \dot{I}_2 = m_1 \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 \tag{17-2}$$

为输入功率扣除铁耗和定子铜耗后传给转子的功率，该功率称为电磁功率。

由于

$$\begin{aligned}
P_M &= m_1 (\dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2) \\
&= m_1 [\dot{I}_2 (\frac{r_2'}{s} + jx_2')] \cdot \dot{I}_2 \\
&= m_1 I_2^2 \frac{r_2'}{s}
\end{aligned} \tag{17-3}$$

可知等效电路中转子电流 I_2 在 $\frac{r_2'}{s}$ 上消耗的功率等效于电磁功率。若把 $\frac{r_2'}{s}$ 分成 $(r_2' + \frac{1-s}{s} r_2')$ 两部分，则电磁功率

$$\begin{aligned}
P_M &= m_1 I_2^2 (r_2' + \frac{1-s}{s} r_2') \\
&= m_1 I_2^2 r_2' + m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' \\
&= p_{\alpha 2} + P_O
\end{aligned} \tag{17-4}$$

式中 $p_{\alpha 2} = m_1 I_2^2 r_2'$ 为转子铜耗(或铝耗)。

$$P_O = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' \tag{17-5}$$

由于 $\frac{1-s}{s} r_2'$ 为机械功率的等效电阻，所以 P_O 为总的机械功率。

由式(17-3)和式(17-5)可得到功率间的几个重要关系式：

$$P_M = m_1 I_2^2 \frac{r_2'}{s} = \frac{p_{\alpha 2}}{s} \tag{17-6}$$

$$P_O = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' = \frac{1-s}{s} p_{\alpha 2} \tag{17-7}$$

或 $p_{\alpha 2} = s P_M \tag{17-8}$

$$P_O = (1-s) P_M \tag{17-9}$$

从以上分析可知，由定子通过电磁感应关系传给转子的电磁功率， $s P_M$ 部分供给转子的铜耗，余下的 $(1-s) P_M$ 部分供给机械功率。由于正常运行时 s 很小 ($s = 0.02 - 0.05$)，所以转子铜耗占电磁功率很少部分(约为2—5%)。

值得注意的是机械功率 P_0 还不是轴上的输出功率, 它还必须减去机械损耗 p_m 和附加损耗 p_{ad} 才是输出的机械功率 P_2 , 即

$$P_2 = P_0 - (p_m + p_{ad}) \quad (17-10)$$

附加损耗 p_{ad} 是由于定、转子开槽, 使气隙磁通发生脉振, 以及定、转子磁动势的谐波等因素引起的, 这些损耗不易计算, 根据经验, 在大型异步电机中, p_{ad} 约为额定功率的 0.5%, 在小型铸铝转子异步电机中, p_{ad} 约为额定功率的 1~3%。

整个电机的功率和损耗分配可以表示成如图 17-2 的功率流程图。

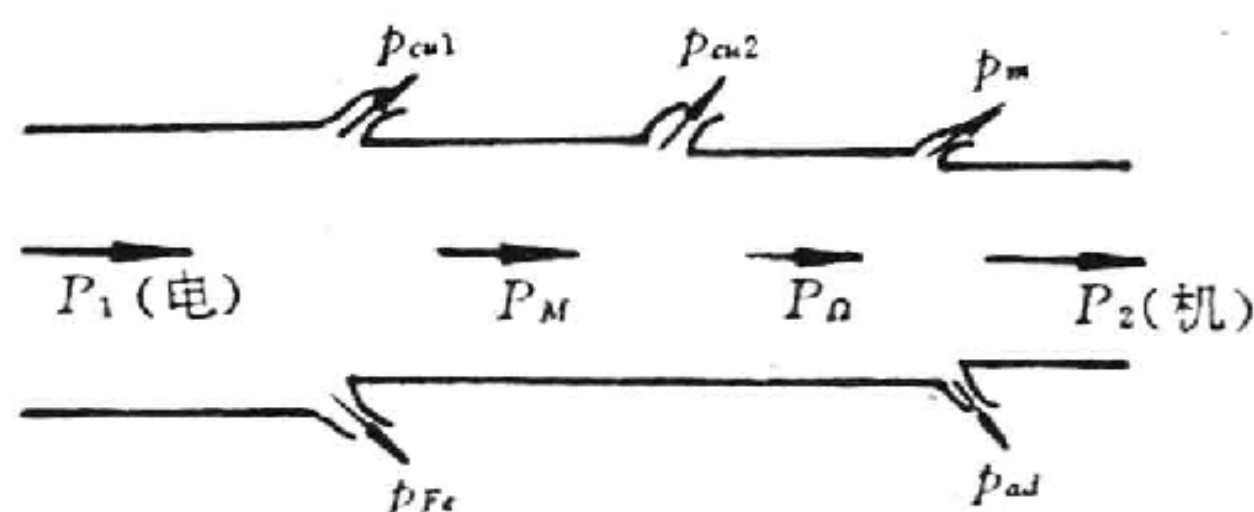


图 17-2 异步电动机功率流程图

例 17-1 一台三相四极异步电动机, $U_N = 380V$, 定子 Y 接法, $f_N = 50Hz$, $n_N = 1440r/min$, $r_1 = r'_2 = 0.2\Omega$, $x_1 = x'_2 = 0.6\Omega$, $r_m = 1.8\Omega$, $x_m = 18\Omega$, 机械损耗 p_m 为铁耗的 10%, 附加损耗 p_{ad} 为额定输入功率的 1%, 试用等效电路求出满载时的 P_1 、 p_{Cu1} 、 p_{Fe} 、 P_M 、 p_{Cu2} 、 P_0 、 P_2 及效率 η 。

解: 同步转速

$$n_1 = \frac{60f_N}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500 \text{ r/min}$$

额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1440}{1500} = 0.04$$

$$\frac{r'_2}{s_N} = \frac{0.2}{0.04} = 5 \Omega$$

$$Z'_{12} = \frac{r'_2}{s_N} + jx'_2 = 5 + j0.6 = 5.036 / 6.84^\circ \Omega$$

激磁阻抗

$$Z_m = r_m + jx_m = 1.8 + j18 = 18.09 / 84.09^\circ \Omega$$

Z'_{12} 和 Z_m 的并联值为

$$\begin{aligned} \frac{Z'_{12}Z_m}{Z'_{12} + Z_m} &= \frac{5.036 / 6.84^\circ \times 18.09 / 84.29^\circ}{5 + j0.6 + 1.8 + j18} \\ &= 4.6 / 21.21^\circ \\ &= 4.29 + j1.66 \Omega \end{aligned}$$

由此即可算出定转子电流和激磁电流。计算时以电源电压作为参考相量, 即设 $\dot{U}_1 = \frac{380}{\sqrt{3}} / 0^\circ V$ 。

$$\dot{I}_N = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{Z_{r2}Z_m}{Z_{r2} + Z_m}} = \frac{\frac{380}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ}{0.2 + j0.6 + 4.29 + 1.66}$$

$$= 43.62 \angle -26.72^\circ \text{ A}$$

$$I_2 = I_1 \left| \frac{Z_m}{Z_{r2} + Z_m} \right| = 43.62 \times \frac{18.09}{19.8} = 39.85 \text{ A}$$

$$I_m = I_1 \left| \frac{Z_{r2}}{Z_{r2} + Z_m} \right| = 43.62 \times \frac{5.036}{19.8} = 11.09 \text{ A}$$

1. 输入功率

$$P_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos \varphi_1 = \sqrt{3} \times 380 \times 43.62 \times \cos 26.72^\circ \times 10^{-3}$$

$$= 25.64 \text{ kW}$$

2. 定子铜耗

$$p_{\text{cu1}} = 3I_1^2 r_1 = 3 \times 43.62^2 \times 0.2 \times 10^{-3} = 1.14 \text{ kW}$$

3. 铁耗

$$p_{Fe} = 3I_m^2 r_m = 3 \times 11.09^2 \times 1.8 \times 10^{-3} = 0.664 \text{ kW}$$

4. 电磁功率

$$P_M = P_1 - p_{\text{cu1}} - p_{Fe} = 25.64 - 1.14 - 0.664 = 23.836 \text{ kW}$$

或

$$P_M = m_1 I_2^2 \frac{r_2'}{s} = 3 \times 39.85^2 \times 5 \times 10^{-3} = 23.82 \text{ kW}$$

5. 转子铜耗

$$p_{\text{cu2}} = 3I_2^2 r_2' = 3 \times 39.85^2 \times 0.2 \times 10^{-3} = 0.953 \text{ kW}$$

或

$$p_{\text{cu2}} = sP_M = 0.04 \times 23.82 = 0.953 \text{ kW}$$

6. 总机械功率

$$P_n = 3I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' = 3 \times 39.85^2 \times \frac{1-0.04}{0.04} \times 0.2 \times 10^{-3}$$

$$= 22.87 \text{ kW}$$

或

$$P_n = (1-s)P_M = (1-0.04) \times 23.82 = 22.87 \text{ kW}$$

7. 输出功率

机械损耗

$$p_m = 10\% p_{Fe} = 0.1 \times 0.664 = 0.0664 \text{ kW}$$

附加损耗

$$p_{ad} = 1\% P_1 = 0.01 \times 25.64 = 0.2564 \text{ kW}$$

输出功率

$$P_2 = P_n - (p_m + p_{ad}) = 22.87 - (0.0664 + 0.2564)$$

$$= 22.55 \text{ kW}$$

8. 效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{22.55}{25.64} \times 100 = 87.95\%$$

§ 17-2 异步电动机的转矩关系

一、转矩关系

异步电动机作为电动机运行时,从电网吸取电能转换为轴上的机械能,能量的转换是通过气隙磁场与转子电流相互作用产生电磁转矩实现的。在稳态运行时,异步电动机的电磁转矩与制动转矩存在一个稳定的转矩平衡关系。

从动力学知道,旋转体上的转矩等于旋转体的机械功率除以它的机械角速度。用转子的机械角速度 Ω 除以式(17-10)的两边:

$$\frac{P_2}{\Omega} = \frac{P_\Omega}{\Omega} - \frac{p_m + p_{ad}}{\Omega}$$

式中 $\Omega = 2\pi n/60$ (机械弧度/秒)

因此得

$$T_2 = T_M - T_0$$

或

$$T_M = T_2 + T_0 \quad (17-11)$$

式(17-11)为异步电动机稳态运行的转矩平衡方程式。式中 $T_2 = \frac{P_2}{\Omega}$ 为电动机轴上的输出转矩;

$T_0 = \frac{p_m + p_{ad}}{\Omega}$ 为电动机的空载转矩。

T_M 是什么转矩呢?由

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{P_\Omega}{\Omega} = \frac{P_\Omega}{\frac{2\pi n}{60}} = \frac{P_\Omega}{\frac{2\pi}{60}(1-s)n_1} \\ &= \frac{P_\Omega}{1-s} \frac{1}{\frac{2\pi n_1}{60}} = \frac{P_M}{\Omega_1} \end{aligned} \quad (17-12)$$

可知,由于旋转磁场的同步角速度 $\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}$ 为常数,所以转矩 T_M 正比于电磁功率 P_M ,因此 T_M 称为电磁转矩 (electromagnetic torque or developed torque)。

由式(17-12)可知,电磁转矩可以从两方面看,从转子方面看,它等于总机械功率除以转子机械角速度;从定子方面看,它又等于定子的电磁功率除以定子旋转磁场的同步角速度。

在计算转矩中,若功率用 W,角速度用每 rad/s 作为单位,则转矩单位为 N·m,若除以 9.80,则转矩单位为 kg·m。

二、电磁转矩的基本表达式

式(17-12)是表示电磁转矩与总机械功率和电磁功率的关系,该式不能直接地说明产生电磁转矩的根本原因,也看不出电磁转矩与哪些量有直接的关系。为了深刻地理解电磁转矩的物理本质,有必要推导电磁转矩与其有关物理量的关系。

由式(17-2)和式(17-12)可知,电磁转矩

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{m_1}{\Omega_1} E_2 I_2 \cos \psi_2 \quad (17-13)$$

式中 ψ_2 ——转子功率因数角；

$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$ ——同步角速度。

而

$$E_2 = \sqrt{2} \pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_m \quad (17-14)$$

$$F_2 = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{w_1 k_{w1}}{p} I_2 \quad (17-15)$$

所以

$$I_2 = \frac{\pi p F_2}{\sqrt{2} m_1 w_1 k_{w1}} \quad (17-16)$$

用式(17-14)、(17-16)代入式(17-13),可得电磁转矩

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{p m_1}{2 \pi f_1} (\sqrt{2} \pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_m) \left(\frac{\pi p F_2}{\sqrt{2} m_1 w_1 k_{w1}} \right) \cos \psi_2 \\ &= \frac{\pi}{2} p^2 \Phi_m F_2 \cos \psi_2 \end{aligned} \quad (17-17)$$

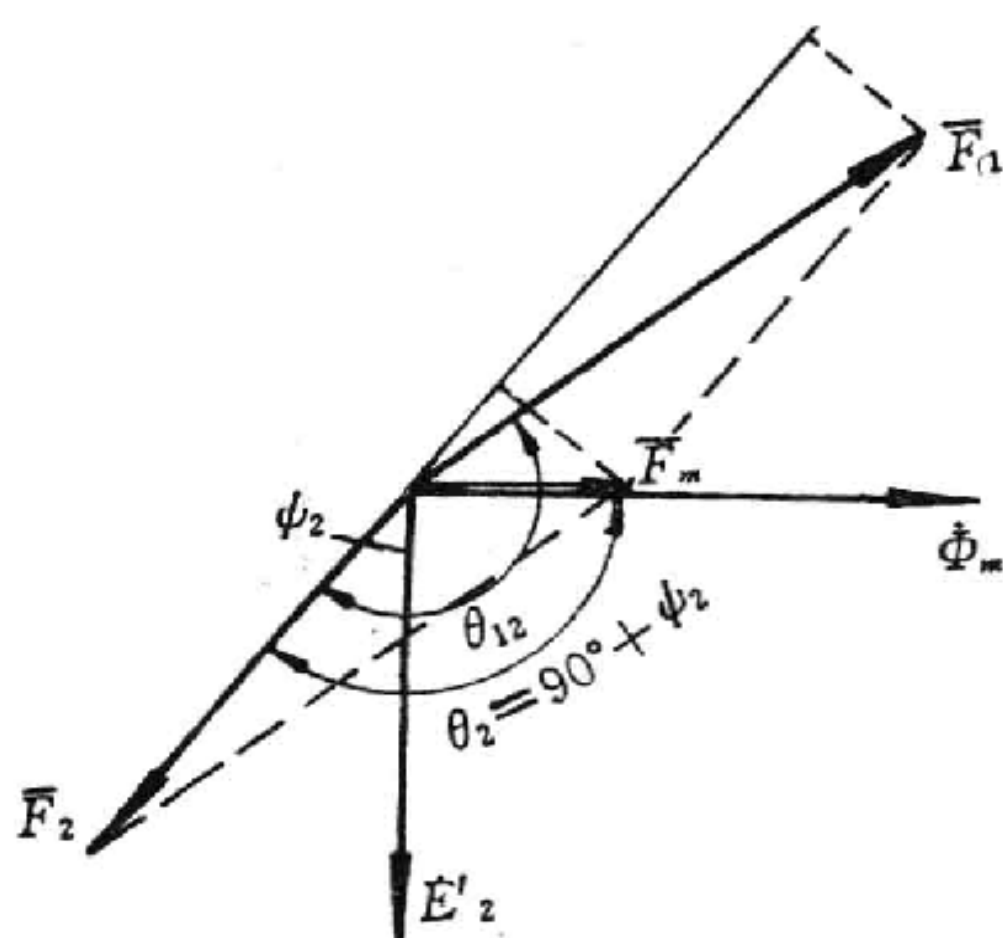


图17-3 时空相矢图

根据忽略铁耗的时空相矢图可知

$$\cos \psi_2 = \sin(90^\circ + \psi_2) = \sin \theta_2$$

θ_2 为激磁磁动势 $\bar{F}_m$ 与转子磁动势 $\bar{F}_2$ 之间的空间角,因此电磁转矩又可写成

$$T_M = \frac{\pi}{2} p^2 \Phi_m F_2 \sin \theta_2 \quad (17-18)$$

对于均匀气隙电机,当忽略铁心饱和影响时,激磁磁动势产生正弦分布的气隙磁密,其幅值为

$$B_\delta = \mu_0 H = \mu_0 \frac{F_m}{\delta}$$

该磁密波的每极磁通量为

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} B_s \frac{\pi D l}{2p} = \frac{\mu_0 D l}{p \delta} F_m$$

式中 D ——定子铁心内径；

l ——定子铁心长度。

把上式代入式(17-18)，可得

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{\pi}{2} p^2 \left(\frac{\mu_0 D l}{p \delta} F_m \right) F_2 \sin \theta_2 \\ &= \frac{\mu_0 \pi D l p}{2 \delta} F_m F_2 \sin \theta_2 \end{aligned} \quad (17-19)$$

由图17-3可以看出

$$F_m \sin \theta_2 = F_1 \sin \theta_{12}$$

θ_{12} 为 F_1 与 F_2 之间的空间夹角。

故式(17-19)也可写成

$$T_M = \frac{\mu_0 \pi D l p}{2 \delta} F_1 F_2 \sin \theta_{12} \quad (17-20)$$

由此可知，异步电机的电磁转矩是两个磁动势相互作用的结果，这两个磁动势相对静止，极对数相等，而且两磁动势的轴线在空间不重合，即两磁动势之间的空间角度不等于零度或 180° 。如果磁动势的幅值和它们的夹角不变，则电磁转矩不变，一旦负载改变， $\bar{F}_1$ 、 $\bar{F}_2$ 的大小和相互空间位置发生变化，于是电磁转矩也发生改变，以达到与轴上的制动转矩相平衡。

电磁转矩也可用转子电流来表示。把式(17-15)代入式(17-17)中，可得

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{m_1 p w_1 k_{w1}}{\sqrt{2}} \Phi_m I_2' \cos \psi_2 \\ &= C_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2 \end{aligned} \quad (17-21)$$

式中 $C_M = \frac{m_1 p w_1 k_{w1}}{\sqrt{2}}$ ，对于已制成的电机为一常数，称为异步电机的转矩常数 (torque constant)。

若考虑转子电流归算值与实际值的关系。

$$I_2' = \frac{I_2}{k_i} = \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} I_2$$

则式(17-21)又可写成

$$T_M = C_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2 \quad (17-22)$$

式中

$$C_M = \frac{m_2 p w_2 k_{w2}}{\sqrt{2}}$$

式(17-22)表明，异步电机的电磁转矩也可看成是转子有功电流 ($I_2 \cos \psi_2$) 与气隙磁场 Φ_m 相互作用产生的，它和转子有功电流以及每极基波磁通量之乘积成正比。当 U_1 、 f_1 不变时，在正常工作范围内， Φ_m 可认为基本不变，所以电磁转矩基本上与转子有功电流成正比。实际上，在正常工作范围内， s 很小， $\frac{r_2'}{s} \gg x_2'$ ， $\cos \psi_2 \approx 1$ ，所以也可以近似地认为电磁转矩与转子电流成正比。

上述用磁动势或电流表示的电磁转矩公式称为转矩的基本表达式，它们的形式虽不一样，

但都揭示了产生电磁转矩的物理本质。因此物理概念比较清楚,并且表示方式简单,因而常用来分析和解释问题。

三、电磁转矩的参数表达式和 T_M-s 曲线

前面说明了产生转矩的条件,所导出的转矩表达式也具有明显的物理意义。然而,在对电机进行具体分析时通常希望表达式能直观地反映外加电压、电机参数对转矩的影响,也希望能反映出在不同转差率时转矩的变化规律,因此有必要推导出电磁转矩的参数表达式。

电磁转矩可表示为

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{pm_1}{2\pi f_1} I_2'^2 \frac{r_2'}{s} \quad (17-23)$$

由式(16-50)和(16-53),且认为 $\dot{C} \approx C = 1 + \frac{x_1}{x_m}$, 可得出 I_2' 的数值为

$$I_2' = CI_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + C \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + Cx_2')^2}} \quad (17-24)$$

代入式(17-23),可得

$$T_M = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{2\pi f_1 [(r_1 + C \frac{r_2'}{s})^2 + (x_1 + Cx_2')^2]} \quad (17-25)$$

上式即为电磁转矩的参数表达式,式中相电压 U_1 用 V、电阻和漏抗用 Ω 作单位时,转矩单位为 $N \cdot m$,若要用 $kg \cdot m$ 为单位,则应乘以 $\frac{1}{9.80}$ 。

式(17-25)表明了电磁转矩与电压、频率、参数和转差率的关系。当供电电网的电压 U_1 和频率 f_1 恒定,并且认为电机参数不变时,则电磁转矩仅与转差率 s 有关,把不同的转差率 s 代入式(17-25),算出对应的电磁转矩 T_M ,即可作出异步电机的转矩—转差率曲线(*torque—slip curve*),简称 T_M-s 曲线,也称异步电机的机械特性,如图17-4所示。

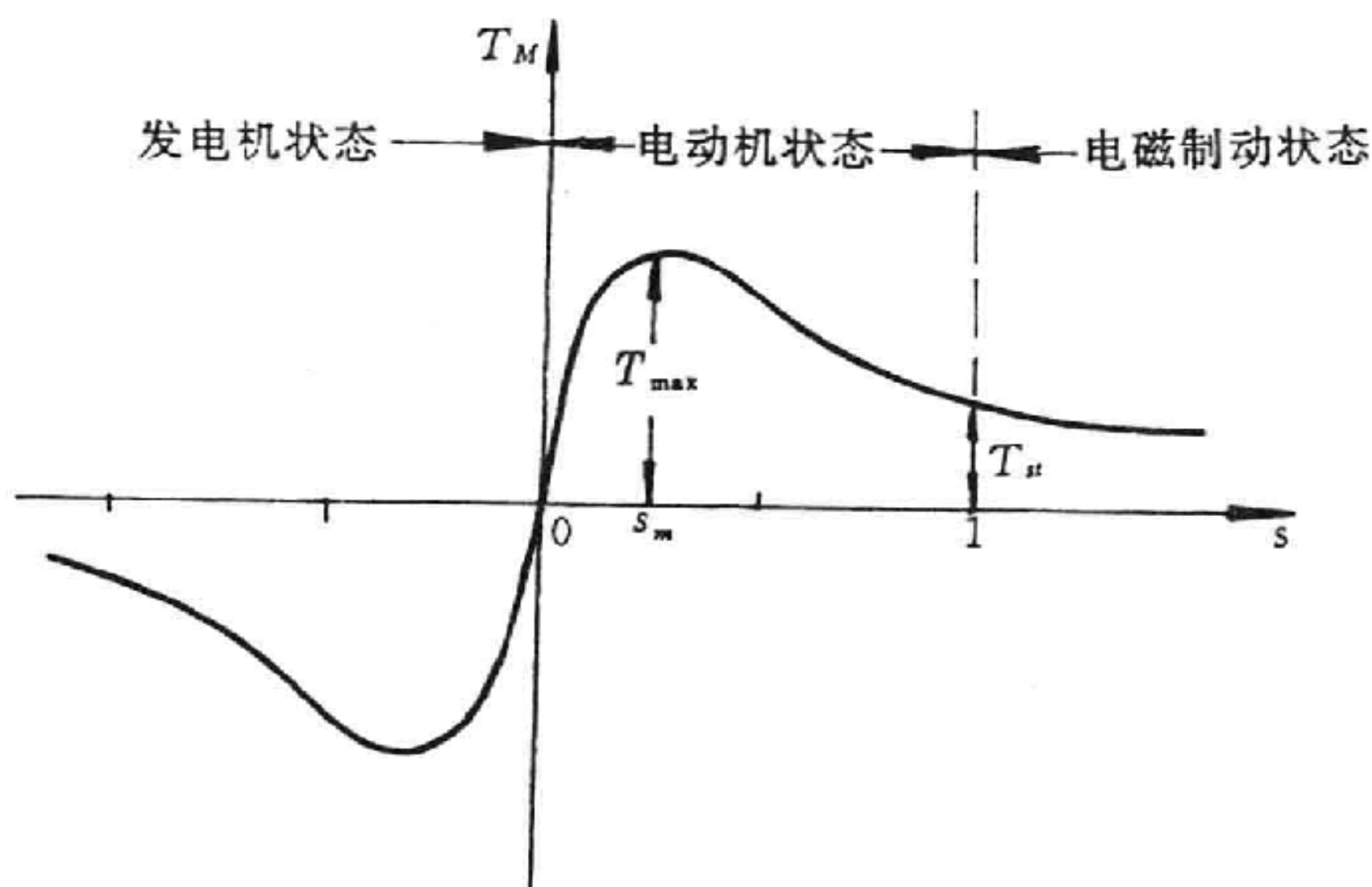


图17-4 异步电机的 T_M-s 曲线

T_M-s 曲线的形状大致说明如下:当电动机接上电源,转子尚未转动瞬间, $s=1$, 其对应的转矩 T_M 称为最初起动转矩。如果起动转矩大于制动转矩, 则电机转子将升速, 转差率 s 随之减小。从式(17-25)可以看出, s 减小时, 该式的分子、分母都相应增大, 但当 s 较大时 ($1 \sim s_m$ 范围内), $\frac{r_2'}{s}$ 较小, 通常漏抗又比电阻大得多, 因此分母中 $(x_1 + Cx_2') \gg (r_1 + C\frac{r_2'}{s})$, $(r_1 + C\frac{r_2'}{s})$ 的值可忽略不计, 这样可近似地认为 $T_M \propto \frac{r_2'}{s}$, 即随着 s 的减小, T_M 近于成双曲线形状上升。当 s 减少到一定数值后 ($s_m \sim 0$ 范围内), 此时 $\frac{r_2'}{s}$ 的值很大, 分母中的 r_1 和 $(x_1 + Cx_2')$ 都可忽略不计, 于是可近似地认为分母中只有 $(C\frac{r_2'}{s})^2$ 一项, 约去分子上的 $\frac{r_2'}{s}$, 可近似地认为 $T_M \propto s$, 即随着 s 的减少, T_M 近于成正比地减小。 $s=0$, 此时转子转速等于同步速, 定、转子间的电磁感应作用消失, 转子电动势、电流为零, 电磁转矩 T_M 也降为零。

当异步电机作发电机运行时, 转差率 s 变为负值, 因而电磁转矩也变为负值, 对原动机起制动作用, 此时 $T_M = f(s)$ 曲线位于第三象限, 曲线形状与电动机的相同。当电机运行于电磁制动状态时, $s > 1$, 其 $T_M = f(s)$ 曲线是电动机转矩曲线的延长。

必须指出, 异步电机的参数实际上并非常数, 因为存在集肤效应和漏磁路饱和的影响。定、转子漏抗与定、转子电流大小有关, 转子电阻 r_2 与转子频率有关。而定、转子电流和转子频率都决定于转差率, 所以不同的转差率时电机具有不同的参数, 实际上应用公式(17-25)计算转矩时, 应考虑不同情况采用不同的参数值。通常对正常运行时、产生最大转矩时和起动时三种情况采用不同的参数值分别进行计算。

在 T_M-s 曲线中, 有两个数值对电机的运行具有特别重要的意义, 一个是最大转矩 T_{max} , 一个是起动转矩 T_M , 这两个转矩是衡量电动机性能好坏的重要指标。下面对 T_M-s 曲线上这两个转矩进行讨论。

1. 最大转矩 T_{max}

为了求得最大转矩, 仍认为电机参数不变, 将式(17-25)对 s 求一次导数, 并令等于零, 即 $\frac{dT_M}{ds} = 0$, 可求出对应于最大转矩的转差率 s_m 。

$$s_m = \pm \frac{Cr_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + Cx_2')^2}} \quad (17-26)$$

s_m 称为临界转差率。对于普通异步电动机 $s_m = 0.08 \sim 0.20$ 之间。将 s_m 代入式(17-25), 可求得最大转矩为

$$T_{max} = \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 C [\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + Cx_2')^2}]} \quad (17-27)$$

上两式中正号适用于电动机状态, 负号适用于发电机状态。

通常 $r_1^2 \ll (x_1 + Cx_2')^2$, 可略去 r_1^2 , 故 s_m 、 T_{max} 可近似地表示为

$$s_m \approx \pm \frac{Cr_2'}{x_1 + Cx_2'} \quad (17-28)$$

$$T_{max} \approx \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 C [\pm r_1 + (x_1 + Cx_2')]} \quad (17-29)$$

如果不计 r_1 , 并取 $C \approx 1$, 则上式简化为

$$T_{\max} \approx \pm \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (x_1 + x_2)} \quad (17-30)$$

由以上各式可得如下结论:

(1) 当电源频率和电机参数不变时, 最大转矩与电源电压的平方成正比, 临界转差率与电压无关。因此, 当电动机在额定负载下运行时, 若电压降得过多, 以致最大转矩 $T_{\max}$ 小于总制动转矩 $(T_2 + T_0)$, 则电机将停转, 如图17-5所示。

(2) 最大电磁转矩与转子电阻无关, 而临界转差率与转子电阻成正比, 故增加转子电路电阻时, $T_{\max}$ 不变, 而 s_m 增大, 整个 T_M-s 曲线往右移动, 如图17-6所示。

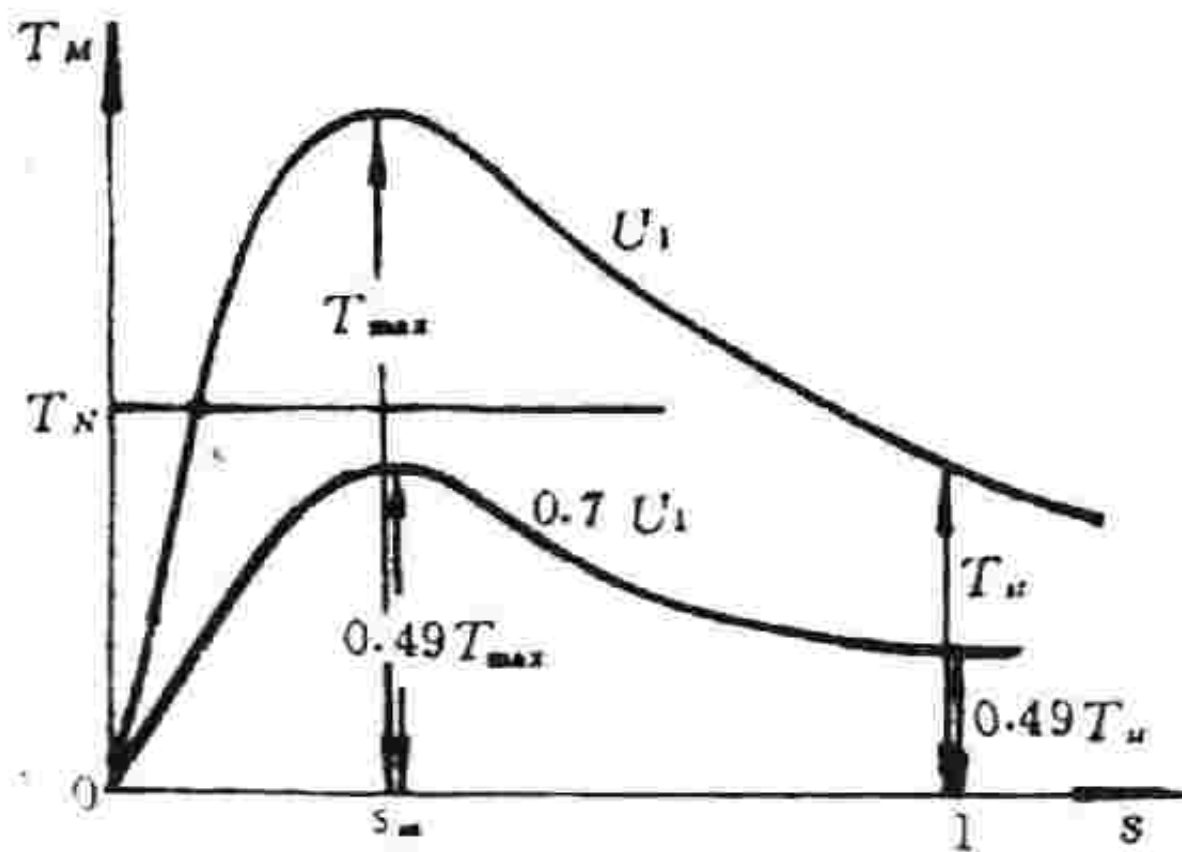


图17-5 最大转矩与电源电压的关系

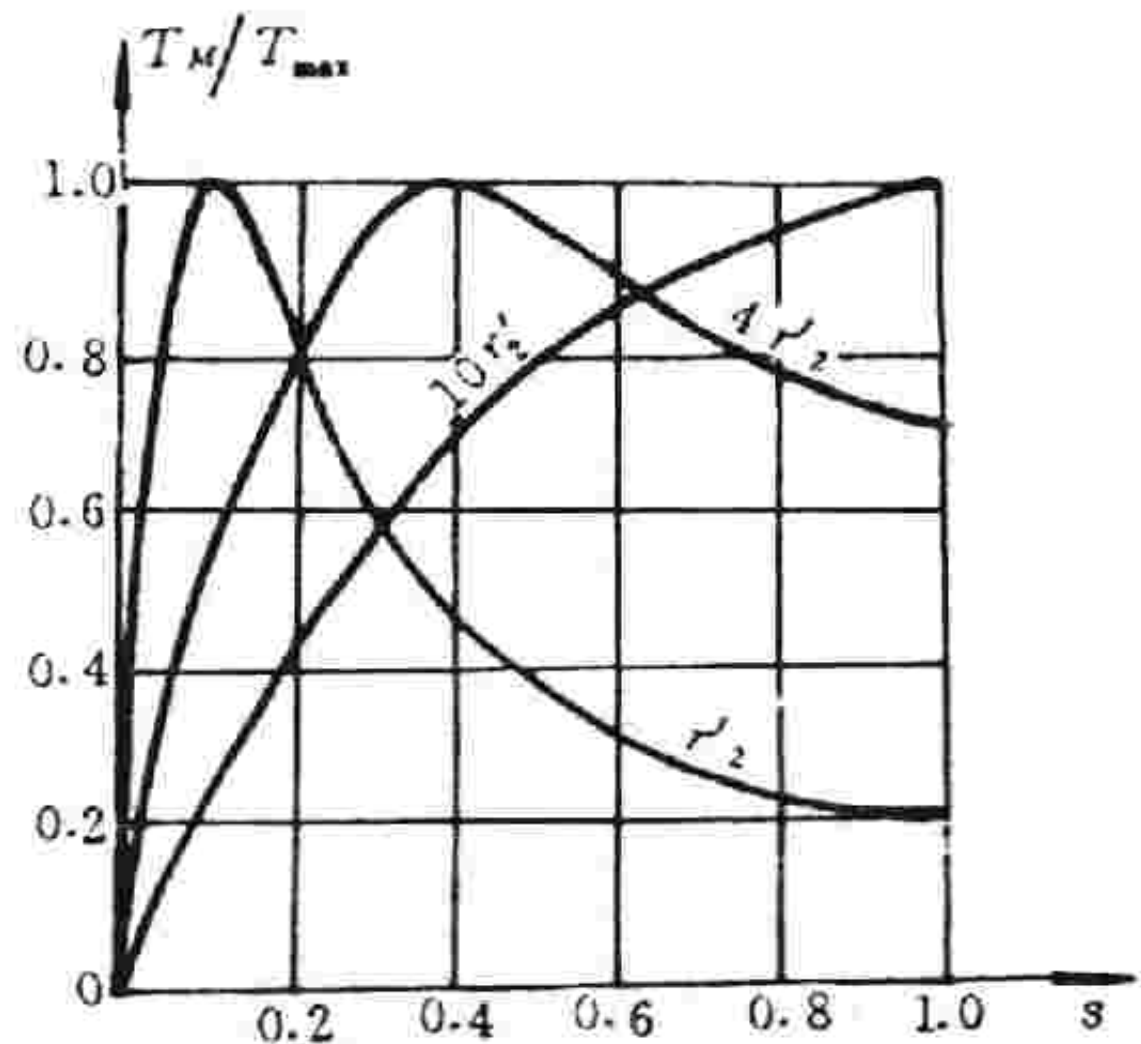


图17-6 转子电阻变化时的 T_M-s 曲线

(3) 由式(17-30)可知, 由于电抗 $(x_1 + Cx_2')$ 与频率成正比, 所以最大转矩近似地与 $(\frac{U_1}{f_1})^2$ 成正比。

(4) 由式(17-28), (17-30)可知, 临界转差率和最大转矩近似地与定、转子漏抗成反比, $(x_1 + Cx_2')$ 愈大, s_m 和 $T_{\max}$ 愈小。

(5) 对于恒转矩负载, 临界转差率为稳定运行的分界点。

图17-7中曲线1为异步电动机的 T_M-s 曲线, 曲线2为恒转矩负载特性, 其制动转矩为 T_L ($T_L = T_2 + T_0$)。根据转矩平衡关系, 该电动机有两个可能运行点 a 和 b 。当电动机运行在 a 点时, 转差率为 s_a , 若负载转矩增加, 则增加的瞬间, 由于负载转矩大于电磁转矩, 电机将减速, 而使 s 增大, 电动机电磁转矩随之增大, 达到与新的负载转矩相平衡。同理, 如负载转矩减少, 此时转差率和电磁转矩随之减少, 最后重新达到转矩平衡。所以 a 点所在的区域是稳定区。如果电动机运行在 b 点, 当负载转矩增加时, 电动机转速将下降, 此时电动机的电磁转矩不仅不增大, 反而减小, 使 $T_M < T_L$, 于是电动机的转速将继续下降, 直到停止转动。所以 b 点所在区域为不稳定区。由此可知, 对于恒转矩负载

$0 < s < s_m$ 范围内, $\frac{dT_M}{ds} > 0$, 异步电动机能稳定运行。

$s_m < s < 1$ 范围内, $\frac{dT_M}{ds} < 0$, 异步电动机不能稳定运行。

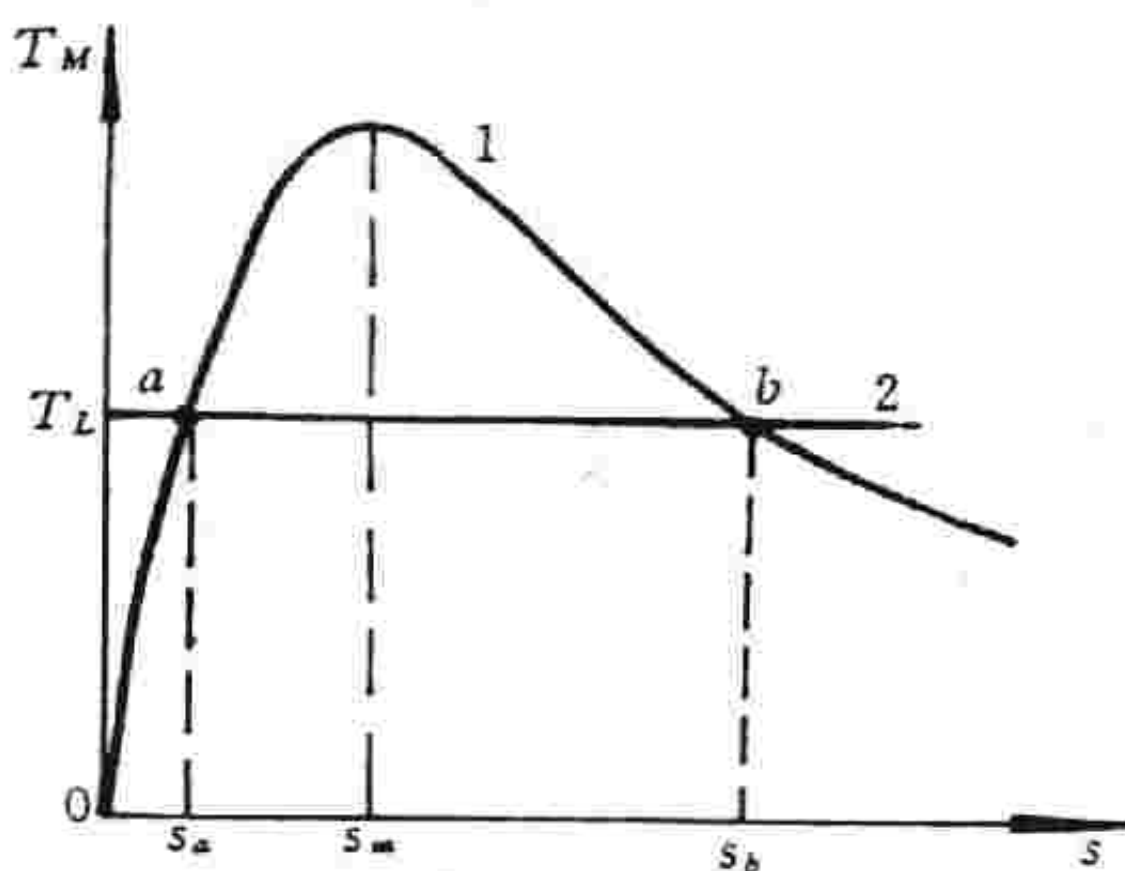


图17-7 异步电动机的稳定运行区域

一般来说, 只要满足

$$\frac{dT_M}{ds} > \frac{dT_L}{ds} \quad (17-31)$$

异步电动机就能稳定运行, 否则就不能稳定运行。因此式(17-31)为电动机稳定运行的判据。

最大电磁转矩对电动机来说具有重要的意义, 电动机运行时, 只要总的制动转矩($T_2 + T_0$)不超过电动机的最大转矩, 电动机可以短时过载运行, 但若大于最大转矩, 电动机将停转。由此可知, 电动机的最大转矩愈大, 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异步电动机的过载能力, 用 k_m 表示, 即

$$k_m = \frac{T_{\max}}{T_N} \quad (17-32)$$

过载能力是异步电动机重要性能指标之一。对于一般异步电动机 $k_m = 1.8 \sim 2.5$, 供起重和冶金机械用的电动机 $k_m = 2.7 \sim 3.7$ 。

2. 最初起动转矩 T_s (breakaway torque or starting torque)

异步电动机接至电源开始起动($s=1$)时的电磁转矩称为最初起动转矩, 用 T_s 表示, 它也是异步电动机的重要性能指标之一。因为如果起动转矩太小, 在一定负载下, 电机可能不能起动。

把 $s=1$ 代入式(17-25)中, 可得最初起动转矩为

$$T_s = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + C r_2')^2 + (x_1 + C x_2')^2]} \quad (17-33)$$

由上式可得如下结论:

- (1) 电源频率和电机参数不变时, 最初起动转矩与电源电压的平方成正比(见图17-5)。
- (2) 电源的频率和电压一定时, 定、转子漏抗愈大, 最初起动转矩愈小。
- (3) 绕线转子异步电动机, 转子回路串入适当的起动电阻 R_s , 可以提高最初起动转矩(见图17-6)。为了起动时得到最大转矩, 只要令 $s_m = 1$, 就可求出串入转子回路的起动电阻值。

$$s_m = \frac{C(r_2' + R_s)}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + C x_2')^2}} = 1$$

$$R_s = \frac{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + Cx_2')^2}}{C} - r_2' \quad (17-34)$$

(4)最初起动转矩随电源频率的提高而减小。

通常用额定转矩的倍数来表示最初起动转矩,比值

$$k_m = \frac{T_u}{T_N} \quad (17-35)$$

称为最初起动转矩倍数。对一般笼型异步电动机 $k_m = 1.0 \sim 2.0$, 供起重和冶金机械用电动机 $k_m = 2.8 \sim 4.0$ 。

四、电磁转矩的实用表达式

采用转矩的参数表达式进行计算时,必须通过试验求出参数,而工业企业中,希望不用电机的参数,而用产品目录给出的额定功率 P_N 、额定转速 n_N 和过载能力 k_m 来计算 T_M-s 曲线,这样的计算可用转矩的实用表达式。

取修正系数 $C=1$, 且忽略电阻 r_1 , 令 $x_k = x_1 + x_2'$, 则式(17-25), (17-28)可写成

$$T_M = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{2\pi f_1 [(\frac{r_2'}{s})^2 + x_k^2]} = \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 x_k (\frac{r_2'}{sx_k} + \frac{sx_k}{r_2'})} \quad (17-36)$$

$$s_m = \frac{r_2'}{x_k} \quad (17-37)$$

把式(17-37)代入式(17-36), 则

$$T_M = \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 x_k (\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m})} \quad (17-38)$$

式(17-30)可写成

$$T_{max} = \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 x_k} \quad (17-39)$$

把式(17-38)与式(17-39)相比, 则得转矩的实用表达式为

$$\frac{T_M}{T_{max}} = \frac{2}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}} \quad (17-40)$$

通常产品目录上给出额定功率 P_N 、额定转速 n_N 和过载能力 k_m , 我们可以根据这三个数据采用转矩的实用表达式作出 T_M-s 曲线或进行转矩计算, 其具体步骤如下:

(1) 根据

$$\begin{aligned} T_N &= \frac{P_N \times 10^3}{\Omega_N} = \frac{P_N \times 10^3}{\frac{2\pi n_N}{60}} = 9550 \frac{P_N}{n_N} \text{ N} \cdot \text{m} \\ &= \frac{9550}{9.8} \frac{P_N}{n_N} = 975 \frac{P_N}{n_N} \text{ kg} \cdot \text{m} \end{aligned} \quad (17-41)$$

算出额定转矩 T_N 。忽略空载转矩, 则 T_N 等于额定电磁转矩。

(2) 由 $k_m = \frac{T_{max}}{T_N}$ 算出 T_{max} 。

(3) 根据

$$\frac{T_N}{T_{\max}} = \frac{2}{\frac{s_N}{s_m} + \frac{s_m}{s_N}} = \frac{1}{k_m}$$

求出

$$s_m = s_N(k_m + \sqrt{k_m^2 - 1}) \quad (17-42)$$

式中 $s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1}$

(4) 把求出的 $T_{\max}$ 、 s_m 代入实用表达式(17-40)中,即可根据不同的 s 值算出相应的 T_M 值,从而可作出 T_M-s 曲线。

当电机在额定负载附近运行时,则只需画出这一区域的 $T_M=f(s)$ 曲线就可以了。由于在额定负载附近 s 值很小, $\frac{s}{s_m} \ll \frac{s_m}{s}$, 因而可忽略实用表达式中 $\frac{s}{s_m}$ 项,即得更近似的实用表达式。

$$\frac{T_M}{T_{\max}} \approx \frac{2s}{s_m} \quad (17-43)$$

由式(17-43)可知,当 $T_{\max}$ 、 s_m 一定时,在 s 较小的区域内, T_M 与 s 近似地成直线关系。

应用式(17-43)可得

$$\begin{aligned} \frac{T_N}{T_{\max}} &= \frac{2s_N}{s_m} = \frac{1}{k_m} \\ s_m &= 2k_ms_N \end{aligned} \quad (17-44)$$

式(17-42)、(17-44)表示转子不串电阻时,临界转差率与额定转差率之间的关系。前者较准确,后者较近似。

例17-2 一台四极50Hz的三相异步电动机的数据为: $P_N=10\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, 定子 Δ 接法, $I_N=20.1\text{A}$, $p_{\text{cu1}}=557\text{W}$, $p_{\text{cu2}}=314\text{W}$, $p_{\text{Fe}}=276\text{W}$, $p_m=77\text{W}$, $p_{\text{ad}}=200\text{W}$, $r_1=1.375\Omega$, $r_2'=1.047\Omega$, $x_m=81\Omega$, 正常运行时 $x_1=2.43\Omega$, $x_2'=4.4\Omega$, 起动时转子漏抗 $x_{1\text{st}}=1.65\Omega$, $x_{2\text{st}}'=2.24\Omega$ 。

求 (1) 额定转速;

(2) 额定负载转矩和空载转矩;

(3) 额定电磁转矩;

(4) 临界转差率、最大电磁转矩和过载能力(设此时电机参数与正常运行值相同);

(5) 最初起动转矩及其倍数;

(6) 为了起动时得到最大转矩,转子电阻应改变为原有阻值的多少倍?(假设除定、转子漏抗外,其它参数不变)。

解:

(1) 同步转速

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500 \text{ r/min}$$

总机械功率

$$P_0 = P_2 + p_m + p_{\text{ad}} = 10 + 0.077 + 0.2 = 10.27 \text{ kW}$$

电磁功率

$$P_M = P_0 + p_{\text{ca2}} = 10.277 + 0.314 = 10.591 \text{ kW}$$

额定转差率

$$s_N = \frac{p_{\text{ca2}}}{P_M} = \frac{0.314}{10.591} = 0.0296$$

额定转速

$$n_N = (1 - s_N)n_1 = (1 - 0.0296) \times 1500 = 1456 \text{ r/min}$$

(2) 额定负载转矩

$$T_N = T_2 = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{10 \times 10^3}{2\pi \times \frac{1456}{60}} = 65.6 \text{ N} \cdot \text{m}$$

空载转矩

$$T_0 = \frac{p_m + p_{\text{ad}}}{\Omega_N} = \frac{77 + 200}{2\pi \times \frac{1456}{60}} = 1.82 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(3) 额定电磁转矩

$$T_M = T_2 + T_0 = 65.6 + 1.82 = 67.42 \text{ N} \cdot \text{m}$$

或

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{10591}{2\pi \times \frac{1500}{60}} = 67.42 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_M = \frac{P_0}{\Omega_N} = \frac{10277}{2\pi \times \frac{1456}{60}} = 67.4 \text{ N} \cdot \text{m}$$

或

$$C = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{2.43}{81} = 1.03$$

$$T_M = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r_2'}{s_N}}{2\pi f_1 [(r_1 + C \frac{r_2'}{s_N})^2 + (x_1 + C x_2')^2]}$$

$$= \frac{3 \times 2 \times 380^2 \times \frac{1.047}{0.0296}}{2\pi \times 50 [(1.375 + 1.03 \times \frac{1.047}{0.0296})^2 + (2.43 + 1.03 \times 4.4)^2]}$$

$$= 66 \text{ N} \cdot \text{m}$$

可见前几种方法所得的电磁转矩是一致的,后一种方法中 C 是近似的,计算结果略有误差。

(4) 临界转差率

$$s_m = \frac{C r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + C x_2')^2}}$$

$$= \frac{1.03 \times 1.047}{\sqrt{1.375^2 + (2.43 + 1.03 \times 4.4)^2}} = 0.152$$

最大转矩

$$\begin{aligned} T_{\max} &= \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 C [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + Cx_2')^2}]} \\ &= \frac{3 \times 2 \times 380^2}{4\pi \times 50 \times 1.03 [1.375 + \sqrt{1.375^2 + (2.43 + 1.03 \times 4.4)^2}]} \\ &= 158 \text{ N} \cdot \text{m} \end{aligned}$$

过载能力

$$k_m = \frac{T_{\max}}{T_N} = \frac{158}{65.6} = 2.41$$

(5) 启动时

$$C = 1 + \frac{x_{1\sigma}}{x_m} = 1 + \frac{1.65}{81} = 1.02$$

最初启动转矩

$$\begin{aligned} T_{\sigma} &= \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + Cr_2')^2 + (x_{1\sigma} + Cx_{2\sigma}')^2]} \\ &= \frac{3 \times 2 \times 380^2 \times 1.047}{2\pi \times 50 [(1.375 + 1.02 \times 1.047)^2 + (1.65 + 1.02 \times 2.24)^2]} \\ &= 134.6 \text{ N} \cdot \text{m} \end{aligned}$$

最初启动转矩倍数

$$k_{\sigma} = \frac{T_{\sigma}}{T_N} = \frac{134.6}{65.6} = 2.05$$

(6) 为了使 $T_{\sigma} = T_{\max}$, 转子电阻折算值应改变为

$$\begin{aligned} r_{2\sigma}' &= \frac{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + Cx_{2\sigma}')^2}}{C} \\ &= \frac{\sqrt{1.375^2 + (1.65 + 1.02 \times 2.24)^2}}{1.02} \\ &= 4.086 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

为原来转子电阻的倍数为

$$\frac{r_{2\sigma}'}{r_2} = \frac{4.086}{1.047} = 3.9$$

例17-3 根据电工标准电(D)97—60查得我国 JO₂ 系列 7.5kW, 4极、50Hz 异步电动机额定转速和最大转矩倍数分别为, $n_N = 1440 \text{ r/min}$, $k_m = 2.0$, 试根据这些数据应用转矩实用表达式作出该电机的 T_M-s 曲线。

解:

(1) 计算额定转矩

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \frac{7.5}{1440} = 49.74 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(2) 计算最大转矩

$$T_{\max} = k_m T_N = 2 \times 49.74 = 99.48 \text{ N} \cdot \text{m}$$

(3) 计算临界转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1440}{1500} = 0.04$$

$$s_m = s_N (k_m + \sqrt{k_m^2 - 1}) = 0.04 (2 + \sqrt{2^2 - 1}) = 0.15$$

(4) 根据实用公式计算 T_M-s 曲线

$$T_M = \frac{2T_{\max}}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = \frac{2 \times 99.48}{\frac{s}{0.15} + \frac{0.15}{s}} = \frac{198.96}{\frac{s}{0.15} + \frac{0.15}{s}}$$

以不同的 s 值代入上式, 可算出相应的 T_M 值列于下:

s	0.02	0.04	0.08	0.15	0.2	0.4	0.6	0.8	1
$T_M(\text{N} \cdot \text{m})$	26.06	49.53	82.61	99.48	95.50	65.41	46.81	36.04	29.19

画出的 T_M-s 曲线如图17-8所示。

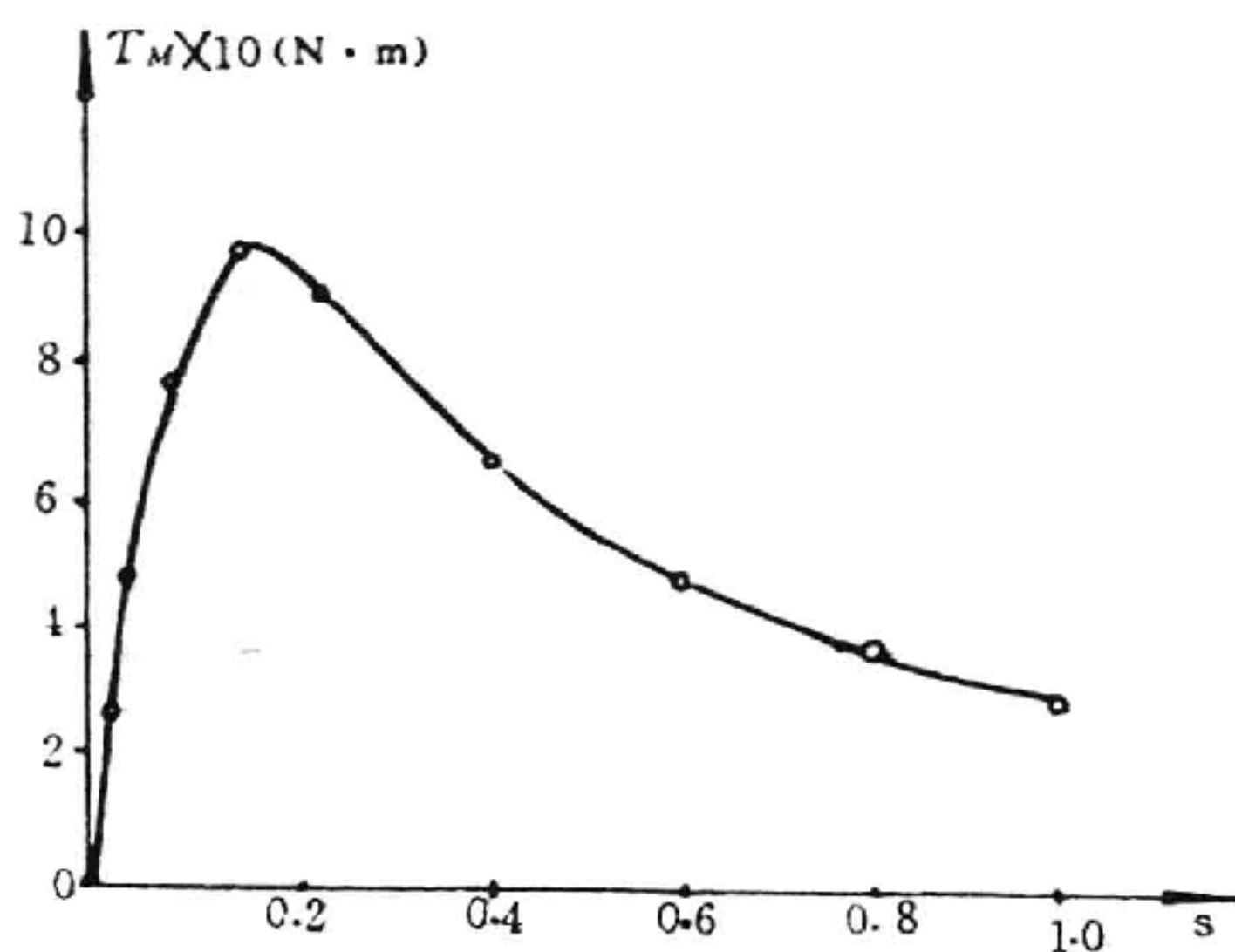


图17-8 T_M-s 曲线

§ 17-3 三相异步电动机的工作特性

异步电动机在运行中的性能, 常常用一些特性曲线表示, 上一节讨论的 T_M-s 曲线就是很重要的特性曲线, 除此以外, 还有电动机的工作特性。异步电动机的工作特性是指在额定电

压和额定频率下,电动机的转速 n 、定子电流 I_1 、功率因数 $\cos\varphi_1$ 、输出转矩 T_2 、效率 η 与输出功率 P_2 关系曲线。

工作特性可以通过等效电路计算得到,也可以通过试验测出,下面主要分析各条特性曲线的形状。

一、转速特性 $n=f(P_2)$

转差率与转子铜耗的关系为 $s=\frac{p_{\text{cu2}}}{P_M}$,而异步电动机的转速

$$n=(1-s)n_1=(1-\frac{p_{\text{cu2}}}{P_M})n_1 \tag{17-45}$$

n_1 为同步速,其值不变。电机空载时, $P_2=0$, 转子电流很小, 转子铜耗 $p_{\text{cu2}}\approx 0$, 故 $n\approx n_1$ 。随着负载 P_2 的增加, 转子电流 I_2 增加, p_{cu2} 和 P_M 也相应增加。但 p_{cu2} 与 I_2 的平方成正比, 而 P_M 近似地与 I_2 的一次方成正比, 故 p_{cu2} 比 P_M 增加得快, 按式(17-45)可知, 随着负载的增加, 转速要下降, 所以 $n=f(P_2)$ 为一下倾曲线, 如图17-9中所示。为了保证电动机有较高的效率, 额定负载时的转子铜耗不大, 因此额定转差率很小, 常用的异步电动机额定负载时的转差率 $s_N=0.02\sim 0.05$, 其额定转速 $n_N=(1-s_N)n_1=(0.98\sim 0.95)n_1$ 。故随着负载的增加, 转速特性下降不多。

二、定子电流特性 $I_1=f(P_2)$

定子电流含有两个分量, 即 $I_1=I_m+I_{1L}$ 。空载时, 负载分量接近于零, 主要是激磁分量 I_m , 随着负载的增加, 转子电流增大, 与之平衡的定子电流负载分量 I_{1L} 也随着增大, 故定子电流特性为一上升曲线, 如图17-9中所示。

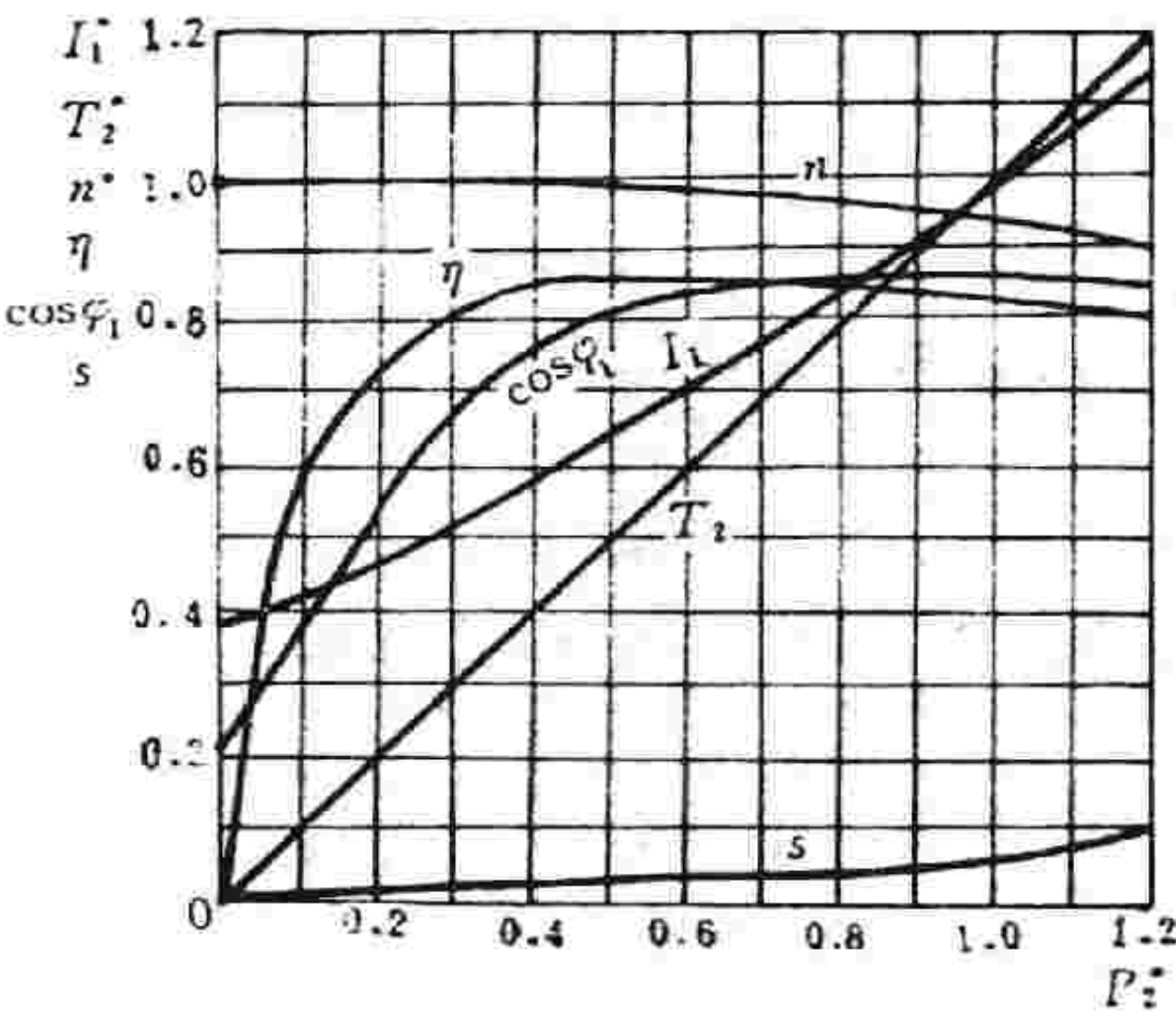


图17-9 异步电动机的工作特性

三、功率因数特性 $\cos\varphi_1=f(P_2)$

异步电动机要从电网吸收感性无功功率来激磁, 空载时, 定子电流基本上为激磁电流, 因此功率因数很低, 通常小于0.2。加上负载后, 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, 功率因数最高。如果再增加负载, 由于转速降低, s 增大, 转子

功率因数角 $\psi_2 = \tan^{-1} \frac{sX_2}{r_2}$ 增大, 使 $\cos\psi_2$ 下降, 于是转子无功电流增大, 引起定子中与之平衡的无功电流也增大, 故 $\cos\varphi_1$ 逐渐下降, 如图17-9中所示。

四、转矩特性 $T_2 = f(P_2)$

异步电动机的输出转矩 $T_2 = \frac{P_2}{\Omega}$, 而 $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$, 由于从空载到额定负载之间, 转速变化很小, 故可认为 $T_2 = f(P_2)$ 近似为一直线, 如图17-9中所示

五、效率特性 $\eta = f(P_2)$

电动机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} \quad (17-46)$$

式中 $\Sigma p = p_{c1} + p_{c2} + p_{Fe} + p_m + p_{ad}$ 为电动机的总损耗。

从空载到额定负载, 由于主磁通和转速变化很小, 铁耗 p_{Fe} 和机械损耗 p_m 可看成为不变损耗。而定、转子铜耗 p_{c1} 、 p_{c2} 和附加损耗 p_{ad} 随负载的改变而变化, 空载时, $P_2 = 0$, $\eta = 0$ 。负载 P_2 从零逐渐增加时, 开始由于定、转子电流较小, 总损耗 Σp 增加缓慢, 效率曲线上升很快, 直到随负载而变化的损耗 ($p_{c1} + p_{c2} + p_{ad}$) 等于不变损耗 ($p_{Fe} + p_m$) 时效率达到最大值。若负载继续增大, 由于定、转子铜耗随电流平方成正比增加, 故效率反而下降, 如图17-9中所示。对常用的中小型异步电动机, 效率约在 $(\frac{3}{4} \sim 1)$ 额定负载范围内效率达最大值, 而且在此范围内效率变化不大。Y 系列四极小型异步电动机中, 11kW 以下的电机 $\eta_N = 70.5 \sim 88\%$, 11~90kW 的电机 $\eta_N = 88 \sim 93.5\%$, 100~1000kW 的中型电动机 $\eta_N = 89 \sim 94\%$, 容量越大, 则效率越高。

小 结

电机本身是一种能量转换设备, 异步电机作为电动机运行时是把电功率转换为机械功率。利用等效电路说明各个功率和损耗的关系, 既简单又明了, 也便于记忆。其中电磁功率、总机械功率、转子铜耗和转差率的关系实际上反映了负载变化对功率分配的影响。

电磁转矩是载流导体在磁场中受力的作用而产生的, 电磁转矩的大小有多种表示形式, 其基本表达式表明了电磁转矩与定、转子磁动势或气隙磁场与转子有功电流的关系, 它的物理概念比较明确, 常用来分析和解释问题。参数表达式表明了电磁转矩与电源电压、频率、转差率及电机参数之间的关系, 常用来进行转矩计算。由参数表达式作出的 T_M-s 曲线, 实质上就是电力拖动中异步电动机的机械特性, 它是分析电机性能和稳定的工具。分析电压、频率和参数对 T_M-s 曲线上的最大转矩和最初起动转矩的影响, 对分析异步电动机的性能与特性具有重要意义。实用表达式在电力拖动中应用最为广泛, 它可根据产品目录求出 T_{max} 、 s_m 后, 绘制 T_M-s 曲线。

当电动机负载变化时, 电动机的转速、定子电流、功率因数、输出转矩和效率随输出功率的变化曲线称为异步电动机的工作特性, 这些特性可以衡量电动机性能的优劣。

第十七章 自测题

一、问答题

1. 异步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。
2. 绕线转子异步电动机,如果(1)转子电阻加倍;(2)转子漏抗加倍;(3)定子电压的大小不变,而频率由50Hz变为60Hz,各对最大转矩和最初起动转矩有何影响?
3. 一台绕线转子异步电动机,当负载转矩 T_2 不变时,在转子回路中串入一附加电阻 r_f ,它的大小等于转子绕组电阻 r_2 ,问这时电机的转差率将会怎样变化(近似认为 T_M 不变)?
4. 一台异步电动机额定运行时的转差率为0.02,问在这时通过空气隙传递的电磁功率有百分之几转化为转子铜耗?有百分之几转化为机械功率?
5. 一台笼型异步电动机,原来转子是插铜条的,后因损坏改为铸铝,在额定电压下,如果输出同样大小的额定转矩,那么改换后的电机的下列各量:转速 n 、定子电流 I_1 、转子电流 I_2 、功率因数 $\cos\varphi_1$ 、输入功率 P_1 及输出功率 P_2 与原来电机的相应额定数据相比较将怎样变化?
6. 已知三相异步电动机电磁转矩 T_M 与转子电流 I_2 成正比,为什么电机在额定电压下起动时,最初起动电流很大而最初起动转矩却并不大?

二、计算题

1. 一台三相笼型异步电动机,定子六极,绕组 Y 接,额定电压380V,额定转速977r/min,电源频率 $f_1=50\text{Hz}$ 。电动机参数如下, $r_1=2.08\Omega$, $x_1=3.12\Omega$, $r_2'=1.525\Omega$, $x_2'=4.25\Omega$ 。求该电机的额定转矩、最大转矩、过载能力和出现最大转矩时的转差率。
2. 一台六极异步电动机,额定电压380V,定子 Δ 接法,频率50Hz,额定功率7.5kW,额定转速960r/min,额定负载时 $\cos\varphi_1=0.824$,铁耗231W,定子铜耗474W,机械损耗45W,附加损耗37.5W。试计算额定负载时(1)转差率;(2)转子电流的频率;(3)转子铜耗;(4)效率;(5)定子电流。
3. 一台三相异步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。
4. 一绕线转子三相异步电动机,定子绕组 Y 接,4极,其额定数据如下: $f_1=50\text{Hz}$, $P_N=150\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $n_N=1460\text{r/min}$, $k_m=3.1$,求电机的最初起动转矩。
5. 设有一台三相异步电动机,其参数间有下列关系:定子参数与转子参数如归算到同一边时可作为相等,每相漏抗为每相电阻的4倍,励磁电抗为每相漏抗的25倍,励磁支路中的电阻可略去不计,设过载能力 $k_m=2$,求在额定运行下的转差率 S_N 。如果你得到两个答数应选用哪一个答数?为什么?

第十八章 三相异步电动机的起动

本章重点内容:1. 掌握三相笼型异步电动机的起动方法,以及起动电流、起动转矩和电机端电压之间的关系。

2. 了解深槽型和双笼型电动机的工作原理。

3. 掌握绕线转子异步电动机的起动方法。

异步电动机投入运行,首先遇到的是起动问题。当三相异步电动机定子绕组接入电网,电动机从静止状态开始转动,直至过渡到稳定运行状态,这一过程称为起动过程,简称为起动(starting)。起动过程虽然短暂(仅数秒钟),但起动时电动机内部的电磁状况与正常运行时有所不同,如果起动方法不当,起动次数频繁,将对电网和电机本身产生不良影响。本章主要讨论三相异步电动机的起动性能和起动方法,最后扼要地介绍谐波磁场引起的附加转矩对起动的影响。

§ 18-1 异步电动机的起动性能

异步电动机的起动性能主要指的是:最初起动电流倍数(I_s/I_N)、最初起动转矩倍数(T_s/T_N)、起动时间、起动过程中的功率损耗以及起动设备的简单性和可靠性等。其中最重要的是起动电流和最初起动转矩的大小。

一、最初起动电流(breakaway starting current)

通常所指的最初起动电流是指异步电动机接通电源,电的瞬态过程结束,但电机尚未转动时的电流。此时 $s=1$, 利用近似变换电路,且忽略 $\dot{I}_m$, 可得最初起动电流为

$$I_s = \frac{U_1}{\sqrt{(Cr_1 + C^2 r_2')^2 + (Cx_1 + C^2 x_2')^2}} = \frac{U_1}{z_k} \quad (18-1)$$

式中 $z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2}$ 称为短路阻抗;

$r_k = Cr_1 + C^2 r_2'$ 称为短路电阻;

$x_k = Cx_1 + C^2 x_2'$ 称为短路电抗。

这些参数均应采用考虑饱和及集肤效应后的数值。由式(18-1)可见,在额定电压下起动,最初起动电流的大小只受短路阻抗的限制。由于短路阻抗很小,所以最初起动电流很大,一般笼型异步电动机的最初起动电流倍数 $I_s/I_N = 4 \sim 7$ 。

过大的起动电流一方面要在线路上产生较大的压降,影响接在线路上其它用电设备的正常运行,另一方面要在线路和电机中产生较大的损耗,引起发热。其次,还要在电机绕组端部产生较大的电磁力,频繁起动时易引起端部变形。因此,我们要求起动电流倍数小。

二、最初起动转矩(breakaway torque)

最初起动转矩是 $s=1$ 时电机的电磁转矩。其值按式(17-33)计算。它是衡量电动机起动性能的另一个重要指标。

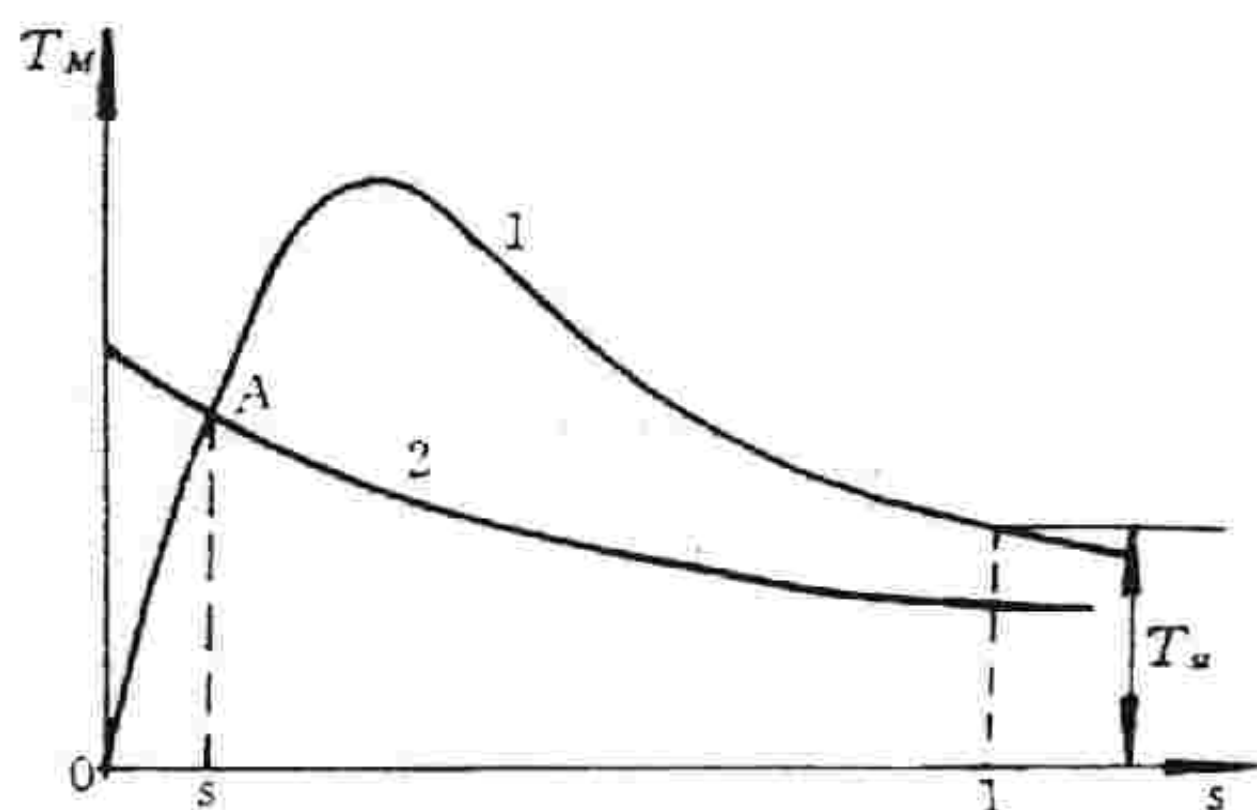


图18-1 异步电动机的 T_M-s 曲线与负载的起动特性

图18-1中曲线1为异步电动机的 T_M-s 曲线,曲线2为负载起动特性。起动时,电动机的最初起动转矩 T_a 必须大于总制动转矩,才能使生产机械转动起来。起动过程中的转矩方程为

$$T_M = (T_2 + T_0) + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (18-2)$$

式中 J ——整个拖动系统的转动惯量;

$\frac{d\Omega}{dt}$ ——整个拖动系统的角加速度。

从上式看出,为了让异步电动机顺利地加速到正常运行转速,在整个起动过程中,必须始终要求 $T_M > (T_2 + T_0)$, 才能使 $\frac{d\Omega}{dt} > 0$ 。在相同的转动惯量下,转矩差值越大,起动过程越短,一直到 $T_M = T_2 + T_0$, $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, 电机转速达到稳定状态,起动过程结束。起动时间的长短对提高劳动生产率影响很大,因此一般要求有较大的起动转矩倍数。

概括起来,对异步电动机的起动有如下几点要求:

- (1) 应有足够的起动转矩,并且 T_M-s 曲线与负载起动特性应配合恰当,使之有足够的加速转矩,以缩短起动时间;
- (2) 起动电流应尽可能小;
- (3) 起动设备简单,操作方便可靠;
- (4) 起动过程中功率损耗尽量小。

以上要求彼此相互制约,在不同的使用场合,要求的侧重面有所不同,应根据不同的要求合理选择电动机和起动方法。

§ 18-2 笼型异步电动机的起动

笼型异步电动机有两种起动方法,一种是全压起动,一种是降压起动。

一、全压起动(*direct-on-line starting or across-the-line starting*)

全压起动是利用刀闸或接触器把电动机的定子绕组直接接到额定电压的电源上,所以又称为直接起动。

全压起动的优点是设备简单,操作方便。主要缺点是起动电流很大,影响电网电压。如果负载惯量较大,起动时间可能过长,使线路和电机发热。

一般笼型电动机全压起动时的最初起动电流倍数 $\frac{I_s}{I_N}=4\sim7$,最初起动转矩倍数 $\frac{M_s}{M_N}=1\sim2$ 。为什么一般笼型异步电动机全压起动时的起动电流很大,而起动转矩却不很大呢?起动电流很大的原因,从物理现象看,起动时 $n=0$,旋转磁场以同步转速切割转子,在短路的转子绕组中感应很大的电动势和电流,引起与它平衡的定子电流也跟着急剧增加,以致定子电流很大。由于起动时, $f_2=f_1$,转子漏抗 x_2 远大于转子电阻 r_2 ,使转子功率因数 $\cos\psi_2=\frac{r_2}{\sqrt{r_2^2+x_2^2}}$ 很小,所以,尽管 I_2 很大,有功分量 $I_2\cos\psi_2$ 却不大。另外,由于起动电流很大,定子漏阻抗压降很大(近于电源电压的一半),于是感应电动势和主磁通 Φ_m 也将减少很多。根据 $T_M=C_M\Phi_m I_2\cos\psi_2$ 可知,即使 I_2 很大,起动转矩并不很大。

现代设计的笼型异步电动机都按全压起动的电磁力和发热来考虑它的机械强度和热稳定性,因此笼型异步电动机都允许全压起动。全压起动方法的应用主要是受供电变压器容量的限制。一般说来,只要全压起动时的起动电流在供电回路中引起的电压降不超过10~15%(对于经常起动的电动机取10%,对于不经常起动的电动机取15%),就允许采用全压起动。在发电厂中,由于供电容量大,一般都采用全压起动。

二、降压起动(*reducing voltage starting*)

如果电源容量不够大,可以采用降压起动。降压起动是在起动时,降低加在电动机定子绕组上的电压,以减小起动电流,待电机转速趋于稳定后,再将定子绕组上的电压恢复到额定值。因为起动电流与外施电压成正比,而起动转矩与外施电压的平方成正比,所以降压起动虽然降低了起动电流,但也大大地降低了起动转矩,因此这种方法只适用于空载或轻载起动,以及泵类、风机负载的起动。

降压起动一般有以下几种方式:

- (1)电抗器起动(*reactor starting*)。
- (2)自耦变压器起动(*autotransformer starting*)。
- (3)“星—三角”(Y— Δ)起动(*star—delta starting*)。
4. “延边三角形”起动(*extended delta starting*)。

下面分别分析各种降压起动的特点。

(一)电抗器起动

三相异步电动机定子串电抗器起动接线原理图如图18-2。起动时合上开关 K_1 , K_2 断开,电抗器被串入定子电路,待转速基本稳定时,再将 K_2 闭合,切除电抗器,进入正常运行。由于起动时电抗器上降掉了一部分电压,加在电机定子上的电压就低了,因此减小了起动电流。

设经电抗器降压后加在电机定子上的电压为 U_s ,且为额定电压 U_N 的 k 倍,即 $U_s=kU_N$ ($k<1$),若认为起动时参数不变,则最初起动电流和最初起动转矩分别为

$$I_s = kI_{sN} \quad (18-3)$$

$$T_s = k^2 T_e \quad (18-4)$$

式中 I_e 、 T_e 分别为额定电压 U_N 下全压启动时之最初启动电流和最初启动转矩。

对于小型电机,也有串电阻启动的,但串电阻启动,电能损耗大,经济性较差。

(二) 自耦变压器启动(又称补偿器启动)

利用自耦变压器启动的原理接线图如图18-3所示。启动时,合上开关 K_1 ,并将开关 K_2 合向“启动”位置。这时利用自耦变压器降低加在电动机定子绕组上的电压,从而减小启动电流。待转速基本稳定后,再将 K_2 合向“运行”位置。

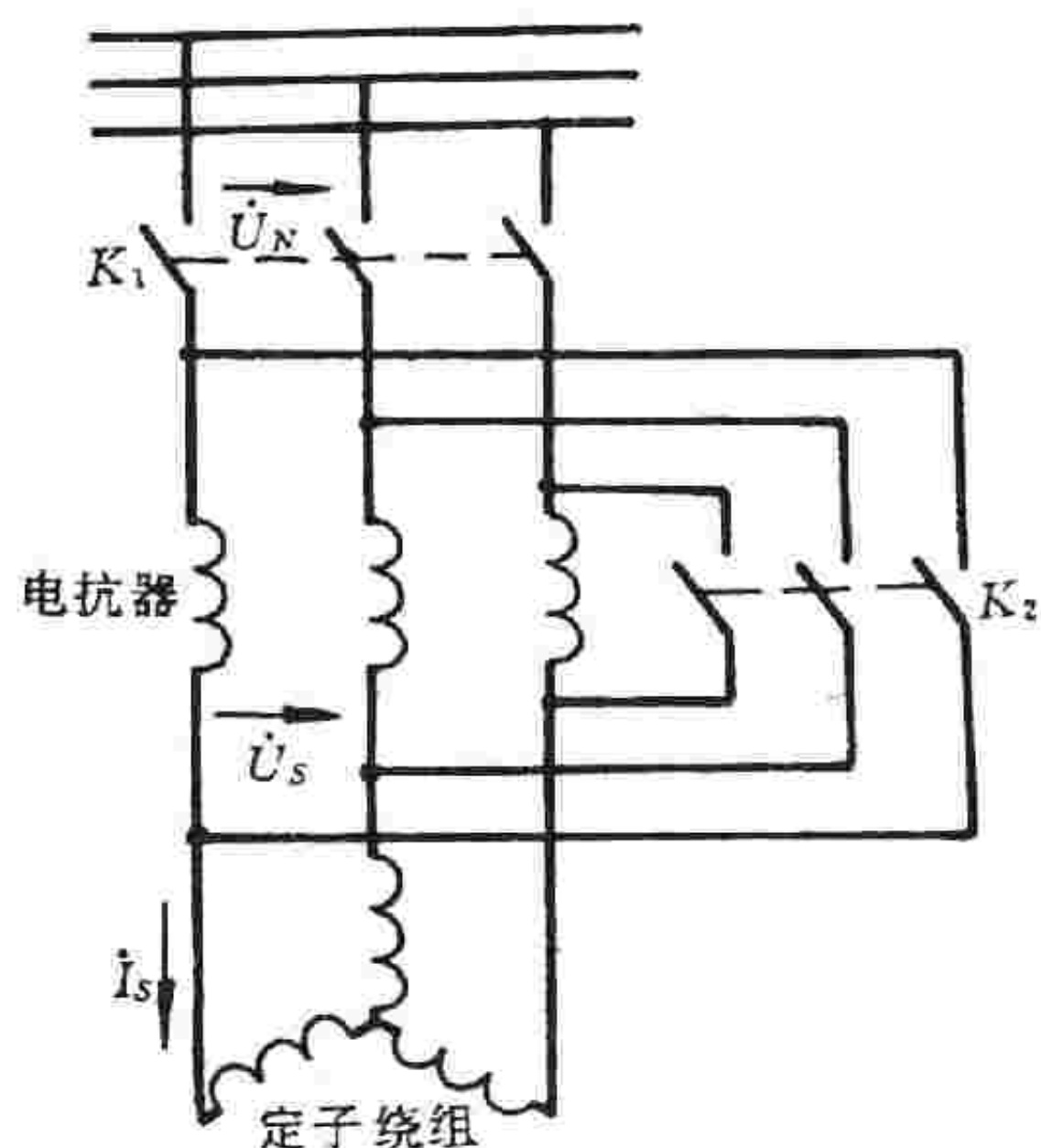


图18-2 用电抗器降压启动原理图

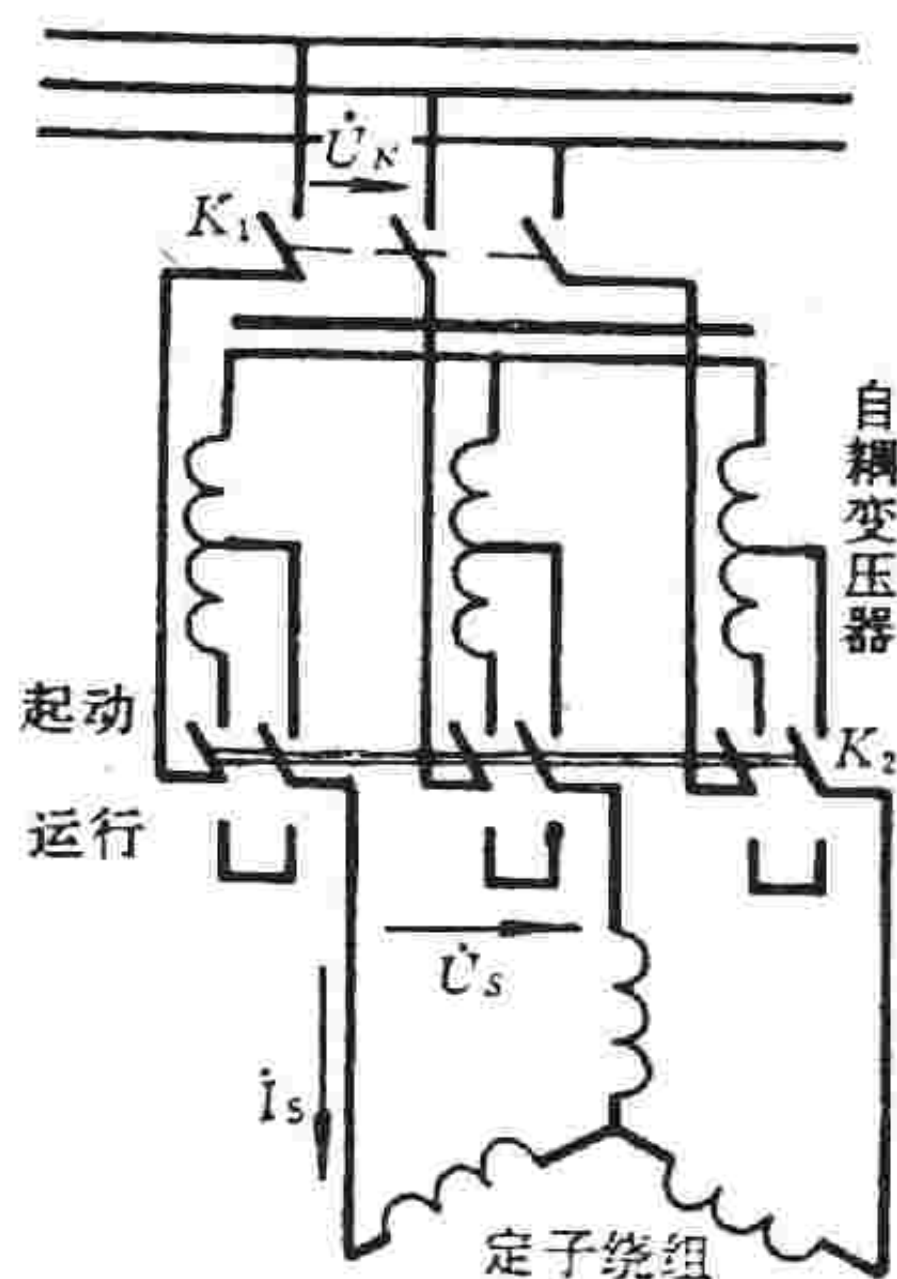


图18-3 用自耦变压器启动原理图

设自耦变压器副边与原边电压之比为

$$k'_A = \frac{1}{k_A} = \frac{U_s}{U_N} \quad (k'_A < 1)$$

$$U_s = k'_A U_N \quad (18-5)$$

由于电动机电压降低了 k'_A 倍,所以电动机最初启动电流也降低 k'_A 倍,即

$$I_s = k'_A I_e \quad (18-6)$$

I_s 为自耦变压器副边电流,根据自耦变压器原、副边电流的关系,可得电网供给自耦变压器原边的电流为

$$I_e = k'_A I_s = k'^2_A I_e \quad (18-7)$$

由式可知,利用自耦变压器启动时,电网供给的最初启动电流为全压启动时 k'^2_A 倍。

由于启动转矩与电压的平方成正比,因此,最初启动转矩减小至全压启动时 k'^2_A 倍,即

$$T_s = k'^2_A T_e \quad (18-8)$$

例如, $k'_A = 60\%$, 则电网供给的最初启动电流为全压启动时的 0.36 倍,最初启动转矩也是全压启动时的 0.36 倍。

补偿器有 QJ₂ 系列, 它的抽头分别为电源电压的 73%、64%、55%。QJ₃ 系列的抽头分别为电源电压的 80%、60% 和 40%。抽头的选择可按供电变压器的容量、实际电压水平和负载力矩进行考虑。

自耦变压器起动和定子回路串电抗器起动相比, 在同样的电网电流允许值下, 用自耦变压器起动的电动机将产生较大的电磁转矩, 反之, 如果在产生同样大小的起动转矩情况下, 由电网供给的起动电流将大为减小。可见自耦变压器起动较串电抗器起动效果好, 但价格稍贵。

这种起动方法的优点是不受电动机绕组接线方式的限制, 而且可以按容许的起动电流和所需的起动转矩来选择不同的抽头, 它适用于起动容量较大的电机。其缺点是起动设备费用较高。

(三) “星—三角”(Y— Δ) 起动

“星—三角”起动只适用于正常运行时绕组接成三角形的电动机。起动时接成星形, 此时加在定子绕组上的电压为额定电压的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 。待转速基本稳定后, 再利用转换开关将定子绕组接成三角形, 此时每相绕组承受额定电压, 接线原理图如图 18-4 所示。

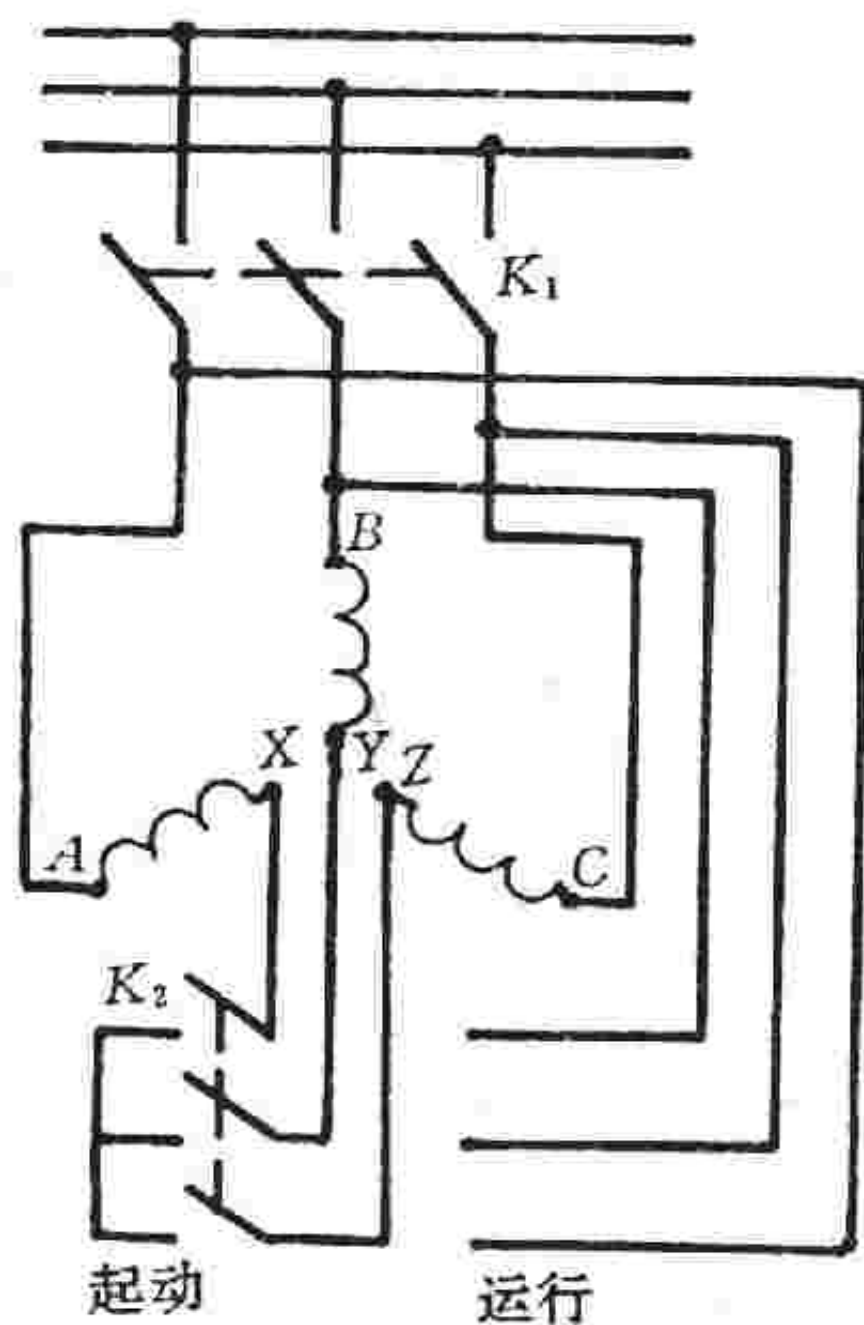


图18-4 “星—三角”起动原理图

当定子绕组接成星形起动时, 每相绕组所加电压为 $\frac{U_N}{\sqrt{3}}$, 设电机起动时每相阻抗为 z_k , 则起动时的线电流(等于相电流)为

$$I_{sY} = \frac{U_N}{\sqrt{3} z_k} \quad (18-9)$$

如接成三角形全压起动, 每相绕组所加电压为 U_N , 此时线电流为

$$I_{s\Delta} = \sqrt{3} \frac{U_N}{z_k} \quad (18-10)$$

两种接线方法最初起动电流的比值为

$$\frac{I_{sY}}{I_{s\Delta}} = \frac{1}{3}$$

或

$$I_{sY} = \frac{1}{3} I_{s\Delta} \quad (18-11)$$

由于起动转矩正比于相电压的平方,所以星形接法时的最初起动转矩为

$$T_s = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 T_s = \frac{1}{3} T_s \quad (18-12)$$

也就是说,用“星—三角”起动,最初起动电流和最初起动转矩都降为全压起动时的 $\frac{1}{3}$,它相当于一台 $k'_A = \frac{1}{\sqrt{3}}$ 的耦变压器起动。

“星—三角”起动具有 $k'_A = \frac{1}{\sqrt{3}}$ 的自耦变压器起动的效果,而且起动设备简单,经济可靠,故轻载、空载情况下常用此法。但它要求电机的六个出线头都引出来,而且正常运行时接成三角形。国产Y系列4kW以上小型笼型电动机,定子绕组都设计成三角形接法,以便采用“星—三角”起动。

(四)“延边三角形”起动

“延边三角形”起动是近几年来我国采用的一种新型降压起动,它是从“星—三角”起动法演变过来的。“星—三角”起动时,由于相电压降到全压起动的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$,电网电流和起动转矩都减小为全压起动时的 $\frac{1}{3}$ 。为了提高起动转矩,在电网允许把起动电流提高一些的情况下,是否可以使起动时每相绕组上的电压高于 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 额定电压呢?“延边三角形”接法很好地解决了这个问题。

这种电机每相绕组中间适当匝数处有抽头,整个电机共有九个出线端 D_1-D_9 。起动时一部分接成三角形,另一部分接成星形,两部分匝比可分为2:1,1:1和1:2三种。起动完毕便把绕组改接成三角形,如图18-5所示。出线头的换接是通过转换开关实现的。

“延边三角形”接法实际上就是把星形和三角形接法结合在一起,因此它的每相绕组所承受的电压小于三角形接法时的相电压,大于星形接法时的相电压,而介于二者之间,究竟是多少,则决定于相绕组中星形部分的匝数和三角形部分的匝数比。

例如,当匝比为1:1时,由试验测得起动时每相绕组的电压约为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 线电压,根据转矩与电压的平方成正比,可得

$$T_s = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 T_s = \frac{1}{2} T_s \quad (18-13)$$

由于一相绕组的两部分匝数相等,可以认为两部分绕组的漏阻抗相等,即

$$Z_Y = Z_{\Delta} = \frac{1}{2} Z_s \quad (18-14)$$

式中 Z_Y ——星形部分绕组漏阻抗;
 Z_Δ ——三角形部分绕组漏阻抗;
 Z_k ——接成三角形时的漏阻抗。

把“延边三角形”中的三角形部分化成一等值星形,根据“星—三角”变换,等值星形的漏阻抗为

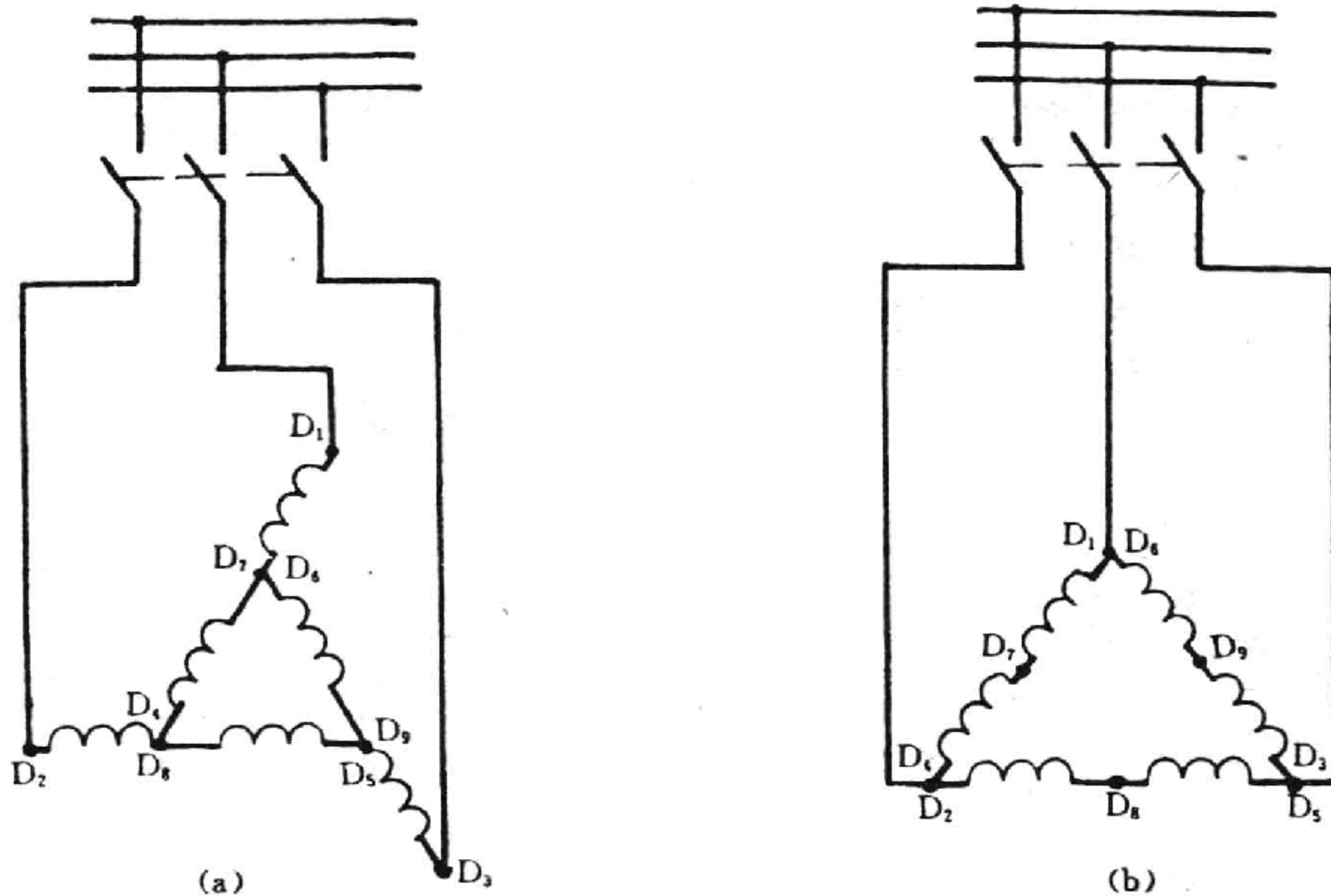


图18-5 “延边三角形”起动原理图

$$Z_Y = \frac{1}{3}Z_\Delta = \frac{1}{6}Z_k \quad (18-15)$$

于是“延边三角形”可以等值于一个星形绕组,其阻抗为

$$Z_Y + Z_Y = \frac{1}{2}Z_k + \frac{1}{6}Z_k = \frac{2}{3}Z_k \quad (18-16)$$

加在等值星形绕组上的相电压为 $\frac{U_N}{\sqrt{3}}$, 所以“延边三角形”的最初起动电流为

$$I_s = \frac{\frac{U_N}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{3}Z_k} = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{3}U_N}{Z_k} \right) = \frac{1}{2}I_{s*} \quad (18-17)$$

式中 $I_{s*} = \frac{\sqrt{3}U_N}{Z_k}$ 为接成三角形全压起动时的线电流。

由此可知,当采用匝比为1:1的“延边三角形”起动时,电网电流和起动转矩约减为全压起动时的一半。三角形部分所占匝数比例愈小,其起动特性越接近于“星—三角”起动,极限情况就是“星—三角”起动。三角形部分所占匝数比例愈大,其起动特性越接近于全压起动,极限情况就是全压起动。

“延边三角形”起动可以获得比“星—三角”形起动更大的起动转矩,设备简单,只需一转换

开关。它的缺点是定子绕组的抽头较多。

例18-1 一三相四极, 50Hz 笼型异步电动机, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 额定电流 $I_N = 20.1\text{A}$, 额定转矩 $T_N = 65.6\text{N}\cdot\text{m}$, 定子绕组 Δ 接法, 起动时参数: $r_1 = 1.375\Omega$, $r'_2 = 1.047\Omega$, $x_1 = 1.65\Omega$, $x'_2 = 2.24\Omega$, $r_m = 8.34\Omega$, $x_m = 82.6\Omega$ 。试求

(1) 在额定电压下全压起动时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数;

(2) 若采用“星—三角”起动, 此时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数;

(3) 若采用定子串电抗器起动, 降压比 $k = \frac{1}{\sqrt{3}}$, 这时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数;

(4) 为了使最初起动转矩不小于额定转矩的0.8倍, 而有较小的最初起动电流, 应用自耦变压器降压起动, 设自耦变压器中有73%、64%、55%三档抽头, 问应选用哪档抽头, 此时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数为多少?

解: 修正系数

$$C = 1 + \frac{x_1}{x_m} = 1 + \frac{1.65}{82.6} = 1.02$$

(1) 在额定电压下全压起动

最初起动电流

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{U_1}{\sqrt{(cr_1 + c^2 r'_2)^2 + (cx_1 + c^2 x'_2)^2}} \\ &= \frac{380}{\sqrt{(1.02 \times 1.375 + 1.02^2 \times 1.047)^2 + (1.02 \times 1.65 + 1.02^2 \times 2.24)^2}} \\ &= 80.44 \text{ A} \end{aligned}$$

最初起动电流倍数

$$k_I = \frac{I_s}{\frac{I_N}{\sqrt{3}}} = \frac{80.44}{\frac{20.1}{\sqrt{3}}} = 6.93$$

最初起动转矩

$$\begin{aligned} T_s &= \frac{m_1 p U_1^2 r'_2}{2\pi f_1 [(r_1 + cr'_2)^2 + (x_1 + cx'_2)^2]} \\ &= \frac{3 \times 2 \times 380^2 \times 1.047}{2\pi \times 50 [(1.375 + 1.02 \times 1.047)^2 + (1.65 + 1.02 \times 2.24)^2]} \\ &= 134.6 \text{ N}\cdot\text{m} \end{aligned}$$

最初起动转矩倍数

$$k_u = \frac{T_s}{T_N} = \frac{134.6}{65.6} = 2.05$$

(2) 采用“星—三角”起动

由电网供给的最初起动电流倍数

$$k'_I = \frac{1}{3} \times 6.93 = 2.31$$

最初起动转矩倍数

$$k'_s = \frac{1}{3} \times 2.05 = 0.683$$

(3)采用电抗器降压启动

最初启动电流倍数

$$k'_I = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 6.93 = 4.00$$

最初启动转矩倍数

$$k'_s = \left(\frac{1}{3}\right)^2 \times 2.05 = 0.683$$

(4)应用自耦变压器降压启动

根据题意

$$k_A'^2 \frac{T_s}{T_N} \geq 0.8$$

$$k_A' \geq \sqrt{\frac{0.8}{T_s/T_N}} = \sqrt{\frac{0.8}{2.05}} = 0.625$$

自耦变压器应选用64%的抽头。此时自耦变压器的降压比为0.64,由电网供给的最初启动电流倍数

$$k'_I = (0.64)^2 \times 6.93 = 2.84$$

最初启动转矩倍数

$$k'_s = (0.64)^2 \times 2.05 = 0.84$$

上述计算结果列表比较见下表:

起 动 方 法	最初启动电流倍数	最初启动转矩倍数
全压启动	6.93	2.05
抗器降压到 $\frac{U_{1N}}{\sqrt{3}}$ 启动	4.00	0.683
“星—三角”启动	2.31	0.683
自耦变压器降压到0.64 U_{1N} 启动	2.84	0.840

可见笼型异步电动机全压启动时的最初启动转矩比降压启动时大,缺点是最初启动电流很大,被广泛应用于电网容量足够大的场合。当电网容量不够大而需要限制启动电流时,在本题计算的三种降压方法中,定子串电抗器降压时,启动转矩比起动电流有更大的下降,故该方法最差,仅能用于空载或很轻载的一些启动场合。“星—三角”启动和自耦变压器启动,这两种方法的启动转矩倍数的下降均与启动电流倍数的下降成正比例,只是前者的降压比固定为 $\sqrt{3}:1$,设备简单,而后者设备比较贵,但能灵活地选用不同的降压倍数,适应不同的需要。

§ 18-3 绕线转子异步电动机的启动

笼型异步电动机,无论采用哪种降压启动方法减小启动电流,电动机的启动转矩都跟着减

小。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异步电动机。

绕线转子异步电动机起动时,为了减小起动电流,在转子绕组中串入一个起动电阻 R_{st} ,如图18-6所示。在十七章17-2节中已说明,在绕线转子异步电动机的转子回路串入适当的电阻,不仅可以减小起动电流,而且因转子功率因数的提高,还可以使起动转矩增大。由式(17-34)可知,当转子每相串入如下起动电阻时,可使最初起动转矩达到最大转矩。

$$R_{st} = \frac{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + Cx_2')^2}}{Ck_s k_f} - r_2 \quad (18-18)$$

电动机转动以后,随着转速升高,电磁转矩将沿着 $T_M = f(s)$ 曲线而变化,为了缩短起动过程,增大整个起动过程中的加速转矩,一般把串接的起动电阻分级切除,如图18-7所示。开始起动时串入全部电阻 R_{st} ,转速开始上升(s 开始减小),转矩沿曲线1下降,当转矩降到一最小值 T_{stmin} (一般 $T_{stmin} = (1.1 \sim 1.2)T_N$) 时,切除一级电阻,又使转矩达到最大值(一般 $T_{stmax} = (1.4 \sim 1.7)T_N$),然后转矩沿曲线2下降,这样逐级切除,使起动过程中的转矩保持在最大值与最小值之间变动。起动完毕后,用举刷装置将电刷举起,同时将滑环直接短路,此时电机稳定运行于图18-7中的 A 点,起动过程结束。当电机停转后,应把电刷重新放下,并把起动电阻全部接入,以备下次起动。

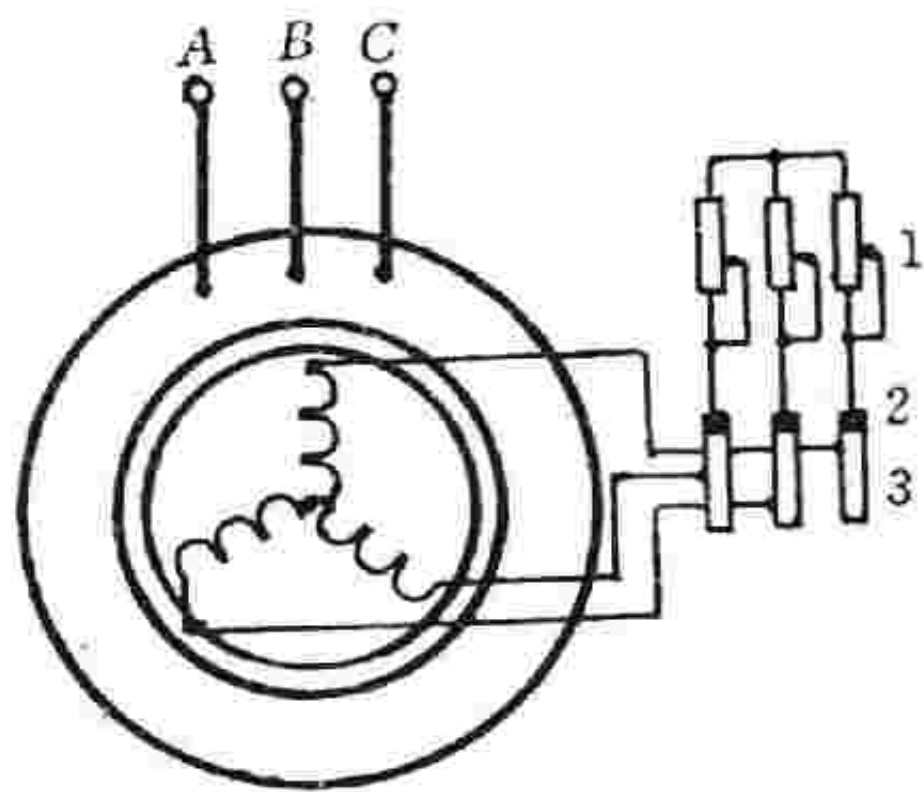


图18-6 绕线转子异步电动机转子回路中串电阻起动

1—起动电阻 R_{st} 2—电刷 3—滑环

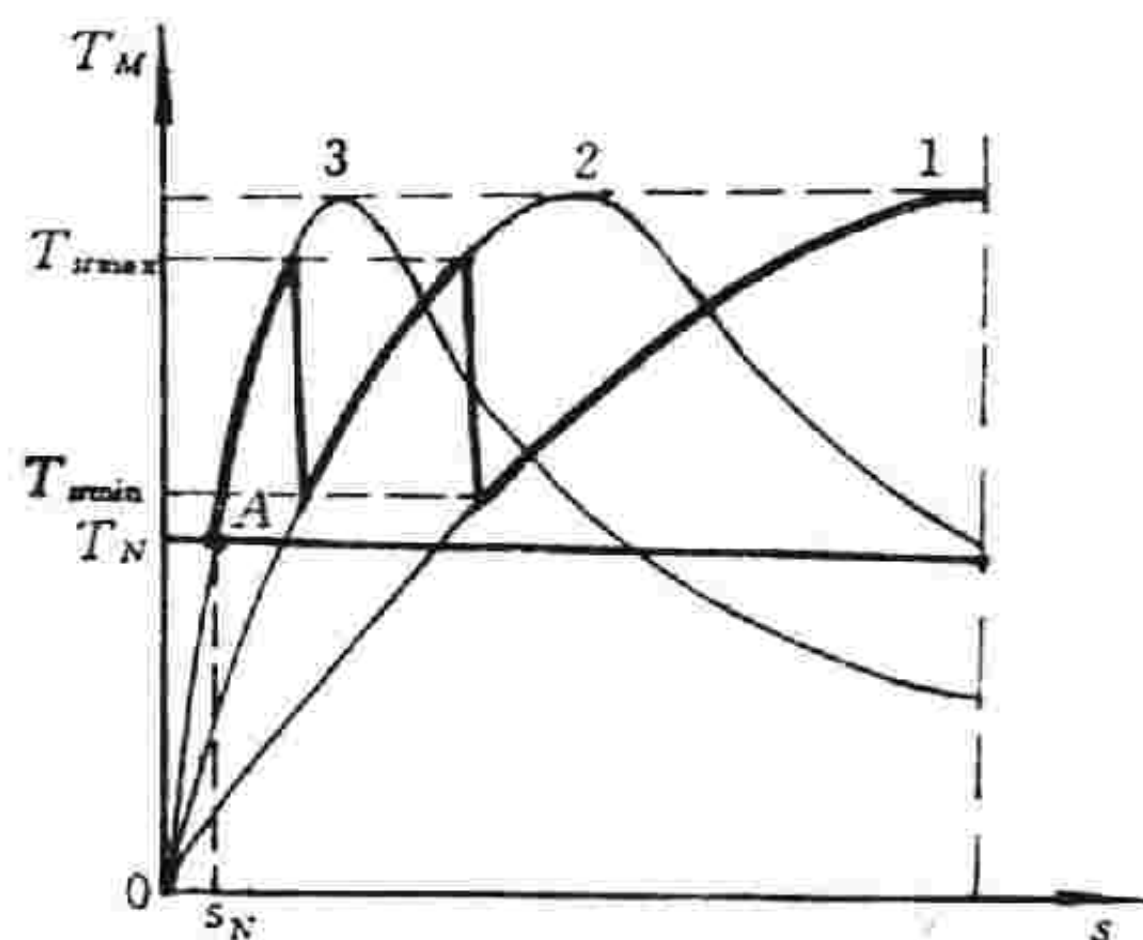


图18-7 转子回路串电阻起动过程

转子回路串电阻起动,要逐级切除,控制比较复杂,而且每切除一级电阻,会产生电流和转矩的冲击,对电机和生产机械产生不利影响,为了克服这一缺点,可在转子回路接入频敏变阻器进行起动。

串频敏变阻器的起动接线如图18-8所示。频敏变阻器的铁心是由几片或十几片较厚的钢板或铁板制成,三个铁心柱上绕有三相线圈,当频敏变阻器的线圈中通过交流电时,铁心中便产生交变磁通,从而产生铁耗。图18-9表示了它的结构和等效电路,等效电路图中的 r 是线圈的电阻, r_m 是铁耗等效电阻, x 是线圈的电抗。因线圈匝数不多, r 的数值较小。在设计时,还有

意识地将铁心磁密取得很高,铁心极为饱和,匝数又少,所以线圈电抗 x 也较小。等效电路中主要是 r_m 起作用。

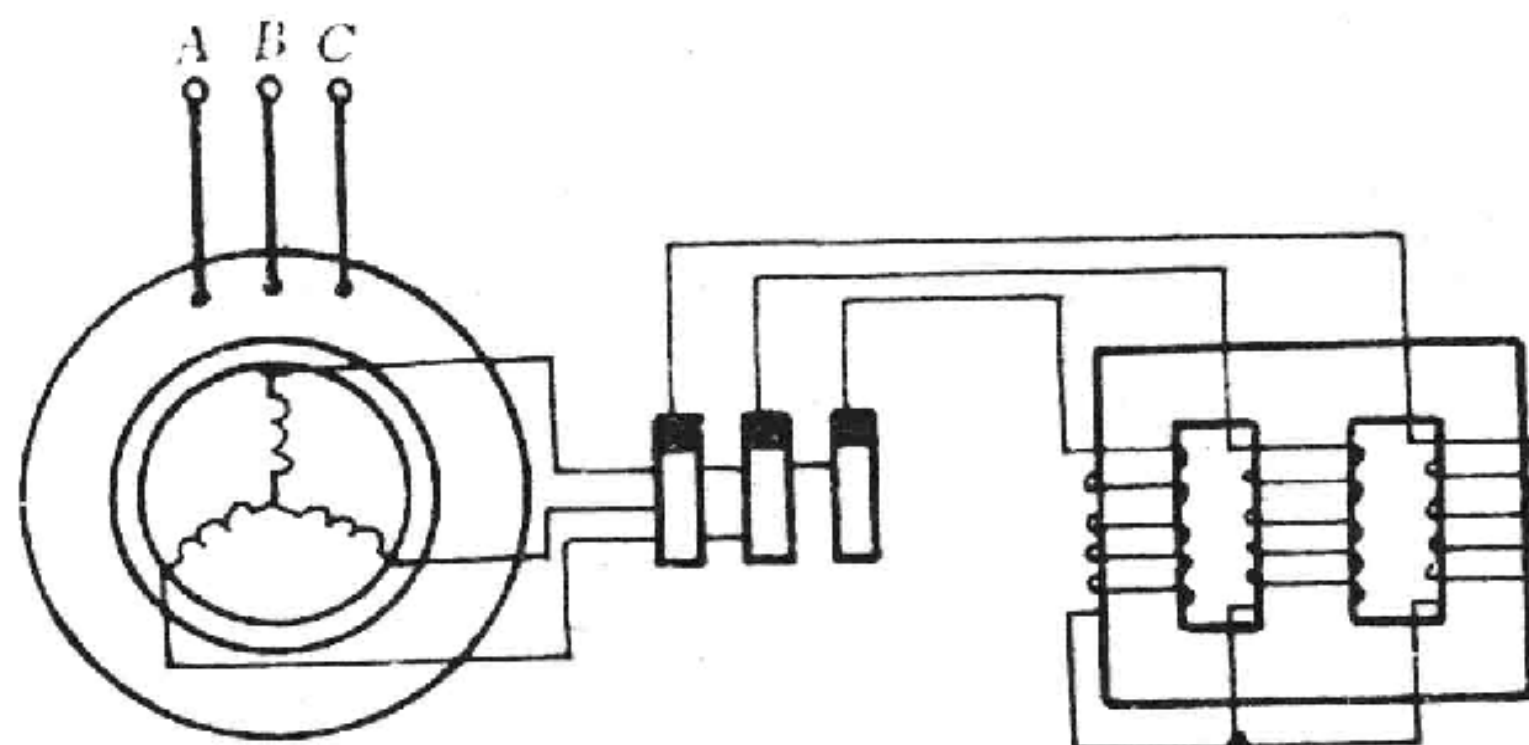


图18-8 绕线转子异步电动机转子回路串频敏变阻器起动线路

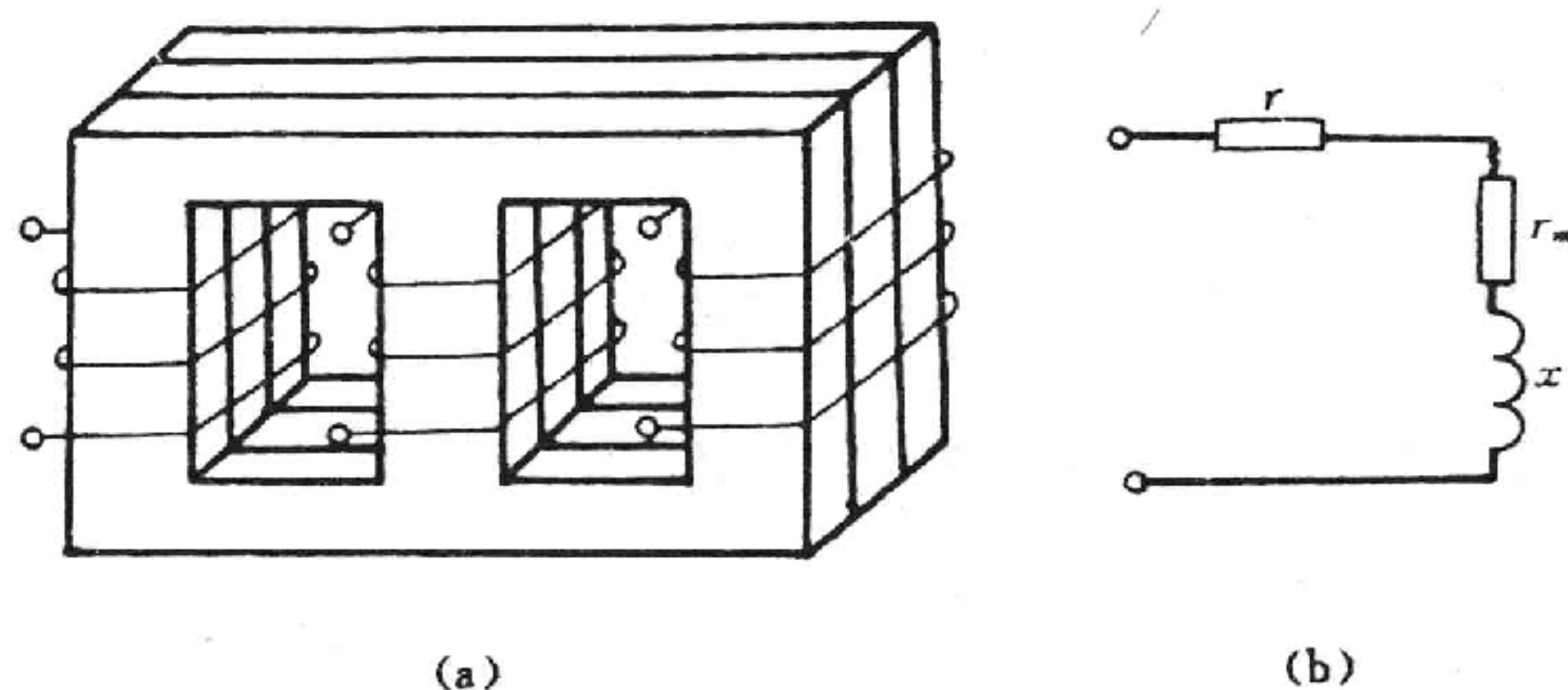


图18-9 频敏变阻器及其等效电路

(a)结构示意图 (b)等效电路

频敏变阻器是利用铁心涡流损耗随频率而变的原理来改变电阻的。电动机起动时,转子电流的频率 $f_2 = f_1$,铁心中涡流损耗较大,代表铁耗的等效电阻 r_m 也较大,这就限制了起动电流,提高了起动转矩。随着转速的升高,转子电流频率随之降低,频敏变阻器铁心中的涡流损耗和反映铁耗的等效电阻也跟着减小,因而起到了自行逐渐减小电阻的作用。起动过程完成后,应把转子绕组短接。

频敏变阻器是一种静止无触点变阻器,其结构简单,材料和加工要求低。并且由于没有触点和易磨损的零件,所以使用寿命长,维修方便。

例18-2 一台 JZR₂52—8绕线转子异步电动机,定、转子绕组均为 Y 接法,已知 $P_N =$

30kW, $U_N = 380\text{V}$, $n_N = 722\text{r/min}$, $r_1 = 0.143\Omega$, $x_1 = 0.262\Omega$, $r_2' = 0.134\Omega$, $x_2' = 0.328\Omega$, 电动势及电流的变比 $k_e = k_i = 1.342$, 试求:

(1) 要求起动时 $T_s = T_{\max}$, 在转子回路中每相应串入多大的起动电阻(Y 接), 这时的起动电流及起动转矩为多大?

(2) 若转子绕组直接短接, 这时的起动电流及起动转矩为多大?(令修正系数 $C=1$)。

解:

(1) 根据式(17-34), 并令 $C=1$, 当起动转矩达最大转矩时, 转子回路每相应串入电阻归算值为

$$\begin{aligned} R_s' &= \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} - r_2' \\ &= \sqrt{0.143^2 + (0.262 + 0.328)^2} - 0.134 \\ &= 0.473 \quad \Omega \end{aligned}$$

应接入的起动电阻

$$R_s = \frac{R_s'}{k_e k_i} = \frac{0.473}{1.342^2} = 0.263 \quad \Omega$$

最初起动电流

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' + R_s')^2 + (x_1 + x_2')^2}} \\ &= \frac{\frac{380}{\sqrt{3}}}{\sqrt{(0.143 + 0.134 + 0.473)^2 + (0.262 + 0.328)^2}} \\ &= 230 \quad \text{A} \end{aligned}$$

最初起动转矩

$$\begin{aligned} T_s &= \frac{m_1 p U_1^2 (r_2' + R_s')}{2\pi f_1 [(r_1 + r_2' + R_s')^2 + (x_1 + x_2')^2]} \\ &= \frac{3 \times 4 \left(\frac{380}{\sqrt{3}}\right)^2 (0.134 + 0.473)}{2\pi \times 50 [(0.143 + 0.134 + 0.473)^2 + (0.262 + 0.328)^2]} \\ &= 1225.6 \quad \text{N} \cdot \text{m} \end{aligned}$$

(2) 若转子绕组直接短接, 此时的最初起动电流和起动转矩为

$$I_s = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

$$= \frac{\frac{380}{\sqrt{3}}}{\sqrt{(0.143 + 0.134)^2 + (0.262 + 0.328)^2}}$$

$$= 336.6 \text{ A}$$

$$T_s = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]}$$

$$= \frac{3 \times 4 \times \left(\frac{380}{\sqrt{3}}\right)^2 \times 0.134}{2\pi \times 50 [(0.143 + 0.134)^2 + (0.262 + 0.328)^2]}$$

$$= 580 \text{ N} \cdot \text{m}$$

§ 18-4 具有高起动转矩的笼型异步电动机

笼型电动机具有结构简单、造价低廉和运行可靠的突出优点,而绕线转子电动机却具有起动性能良好的优点,是否可把二者的优点综合起来呢,深槽型电动机和双笼型电动机就属于这种电动机。它们的共同特点是:有与笼型电动机相似的结构,并可利用起动过程中,转子频率的变化改变转子电流的分布从而满足当起动时转子回路电阻增大,而在到达正常运行的过程中转子电阻自行减小的要求。功率大于100kW的笼型电动机大多制成双笼型或深槽型。火电厂中的鼓风机,排粉机的电动机就属这类电机。

一、深槽型异步电动机

这种电机的定子和普通异步电机完全一样,其结构特点是转子槽形窄而深,一般槽深与槽宽之比为10~12或以上。转子导体由紫铜制成,其截面也是高而窄。当转子导体中有电流时,槽中漏磁通的分布如图18-10(a)所示。从图可见,与转子导体底部环链的漏磁通,比其上部槽口部分环链的要得多。因此,如果将转子导体看成是由许多沿槽高划分的小导体并联而成的话,则靠近槽底的小导体漏抗大,靠近槽口的小导体漏抗小。

起动时,转子电流频率较高($f_2 = f_1$),漏抗较大,与电阻相比较,它起主要作用,因此转子导体中的电流分布主要决定于漏抗的大小,槽底小导体的漏抗大,电流小;愈近槽口漏抗愈小,电流愈大。沿槽高(h)的电流密度(j)分布如图18-10(b)所示,这种现象就称为电流的集肤效应(*skin effect*)。电流被“挤”到槽口后,其效果相当于减小了转子导体的截面(图18-10(c)),因此转子回路电阻增大,象串入一附加电阻。同时,由于电流集中于槽口,使槽漏磁通路径的磁导减小,总的槽漏抗也随之减小,二者均能使起动转矩增大,改善了起动性能。

起动完毕,正常运行时槽底与槽口的漏抗虽仍有差别,但由于转子电流的频率很低(仅1~2.5Hz),此时转又漏抗大大减小,甚至比转子电阻还小,因而小导体中的电流分配主要决定于电阻,转子导体中的电流将均匀分布。集肤效应消失后,转子电阻基本上等于整个导体的直流电阻,因而转子铜耗也不会增加。

深槽型电动机与同容量的普通笼型电动机相比,在额定电压下全压启动时,具有较大的启动转矩和较小的启动电流。但由于转子槽窄而深,槽漏磁通较普通笼型电动机要大,故转子漏抗较大。由此致使该类电动机的功率因数、过载能力均比普通笼型电动机的稍低。

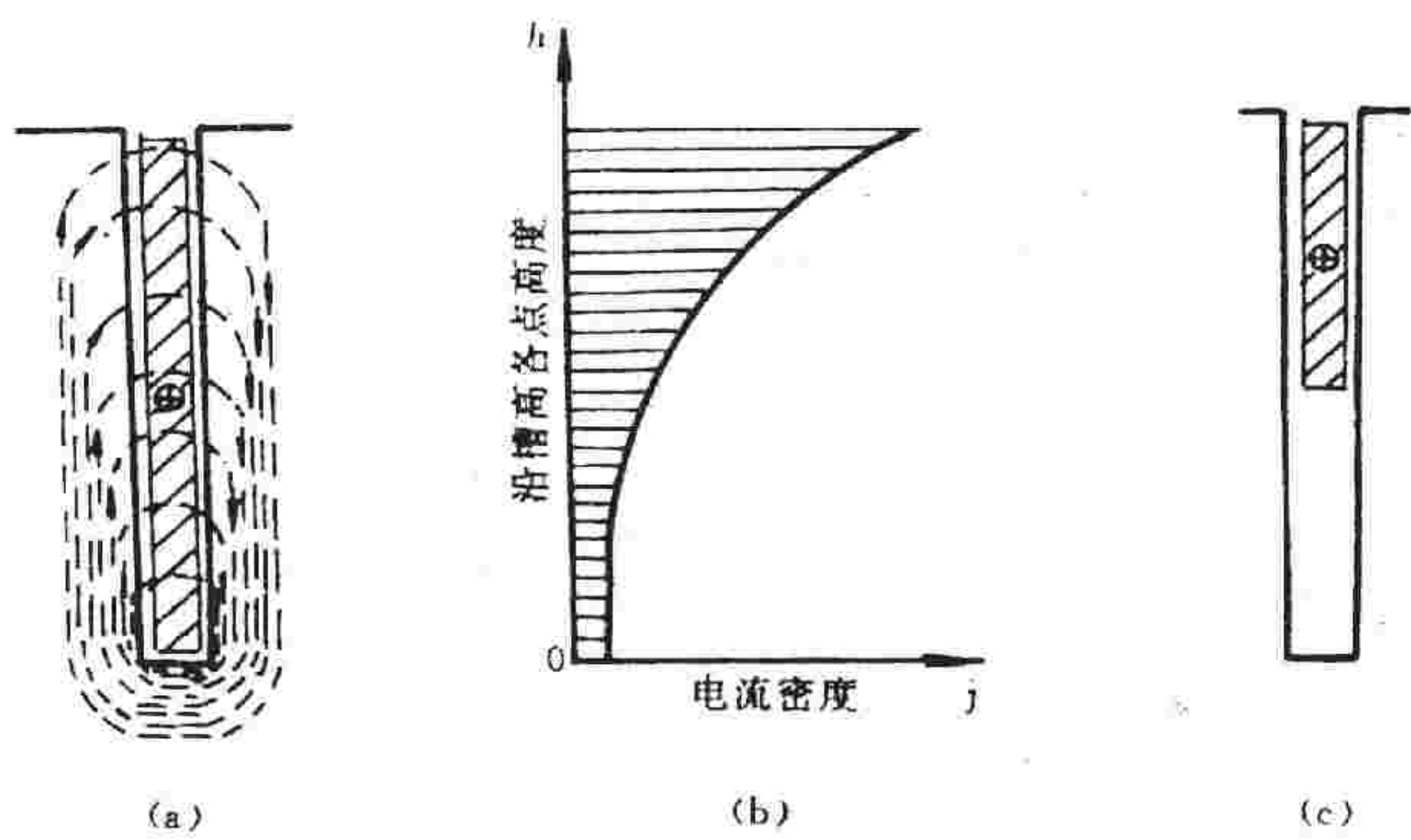


图18-10 深槽型转子导条中电流的集肤效应
(a)槽漏磁分布;(b)导条内的电流密度分布;(c)导条的有效截面

二、双笼型异步电动机

这种电动机的结构特点是转子上有两套笼:外笼和内笼。外笼的导条截面小,其材料是电阻系数较大的黄铜或铝青铜,故电阻较大;内笼的导条截面较大,其材料是电阻系数较小的紫铜,故电阻较小。两笼各有自己的端环,可使内、外笼因发热而各自自由伸长。双笼型电动机的转子槽部剖面如图18-11(a)所示。双笼也有用铸铝制成的,其槽截面如图18-11(b)所示,此时内、外笼的端环是公共的。

从图18-11(a)的漏磁通分布情况可见,内笼环链的磁通比外笼的多,因此,内笼的漏抗要比外笼的大。在内、外笼之间有一窄缝,其作用有二:一是迫使主磁通与内笼导体相链;二是改变漏磁通的分布,使外笼的漏磁通也链着内笼,增大内笼的感抗。

当电机启动时,转子电流频率较高,转子漏抗比转子电阻大,内、外笼的电流分配主要决定于漏抗。由于内笼漏抗比外笼的大,电流主要从外笼流过。外笼电阻较大,可以产生较大的启动转矩和减小启动电流,所以外笼常称为启动笼(*starting cage*)。

正常运行时,转子电流频率很低,转子漏抗远比转子电阻小,内、外笼的电流分配主要决定于电阻。由于内笼电阻小,电流大部分从内笼流过。从而满足了损耗小,效率高的要求。所以内笼又称运行笼(*operation cage*)。

双笼型电动机的 T_M-s 曲线可看成是启动笼和运行笼共同产生的。图18-12中曲线1和2分别表示启动笼和运行笼的 T_M-s 曲线,曲线3则是曲线1和2的合成曲线,从该曲线可见,双笼型电动机有较大的启动转矩,一般可以带动额定负载启动,同时,它在额定负载下运行时也有较高的转速,因而有较好的运行性能。如果改变内、外笼的几何尺寸、所用材料及内、外笼间的

缝隙尺寸,还可改变内、外笼的参数,从而得到各种不同的 T_M-s 曲线,以满足不同负载的要求。这是双笼型电动机一个突出的优点。

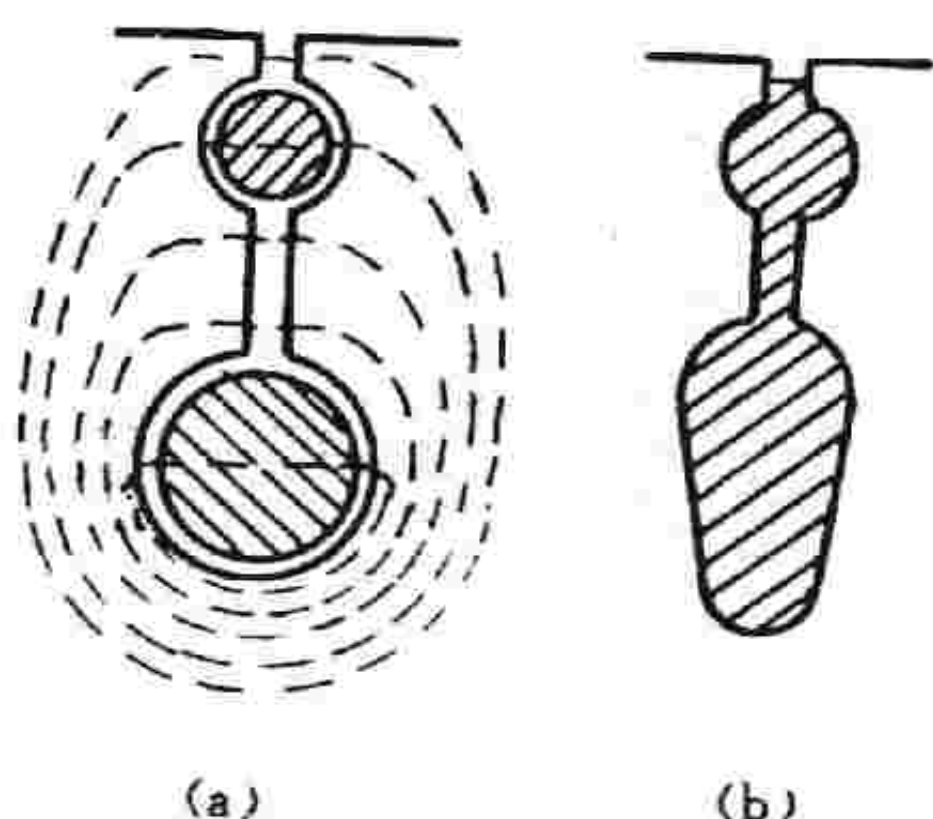


图18-11 双笼型电动机的转子槽部剖面
(a)铜条笼 (b)铸铝笼

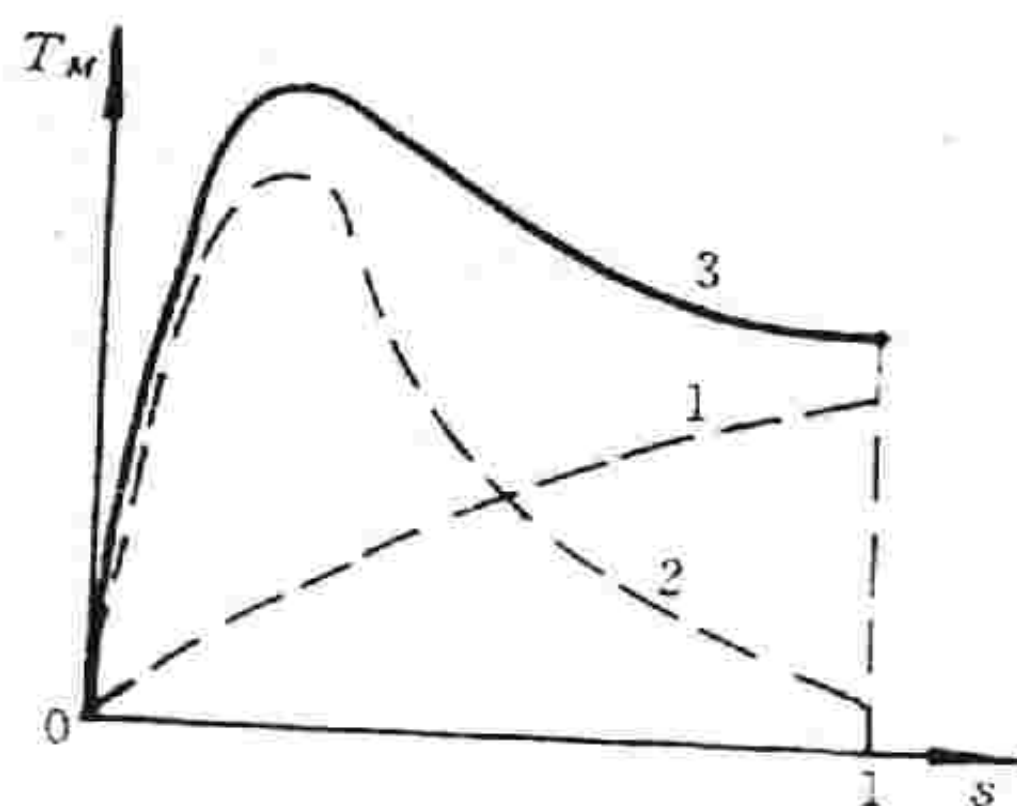


图18-12 双笼型电动机的 T_M-s 曲线

双笼型电动机与同容量的普通异步电动机相比,具有较大的起动转矩和较小的起动电流。但象深槽型一样,由于转子漏抗较大,因此功率因数和过载能力均较普通笼型电动机稍低。和深槽型比,多用些有色金属,但可得到较灵活的起动特性,而且机械强度好,适用于较高转速和较大容量的电机。

§ 18-5 谐波磁场产生的附加转矩及其对起动的影响

异步电动机运行时,起主要作用的是定子和转子的基波磁动势和磁场。基波磁场与由它在转子绕组中感生的电流相互作用而产生的电磁转矩,已在第十七章详细说明。实际上,气隙中除了基波磁场外,还存在着一系列高次谐波磁场,从而还会产生一系列的谐波转矩。

产生高次谐波磁场的原因主要有以下几种:

(1)定、转子绕组磁动势中除基波外,还有一系列高次谐波磁动势,它们将各自产生对应的谐波磁场,其中以齿谐波磁动势产生的磁场较强。

(2)定、转子齿槽的存在,使气隙磁导沿圆周方向不均匀,因此,即使在基波磁动势作用下,也会产生高次空间谐波磁场。

(3)由于磁路饱和引起的谐波磁场。即使磁动势按正弦分布,而且气隙均匀,也会由于饱和使磁场出现高次谐波。这一因素比前两者的作用较小。

这些谐波磁场各以不同的转速在气隙中旋转,并在转子绕组中感应电动势和电流,产生转矩。这些由谐波磁场产生的转矩称为谐波转矩或附加转矩。(harmonic torque)

对绕线转子异步电动机,由于转子绕组结构不同,它可以串入电阻增加起动转矩,所以附加转矩可不予考虑。笼型异步电动机则不然。笼型转子对谐波磁场很敏感,尤其在低速下,谐波磁场及其所生的附加转矩可能达到较大的数值,使电动机不能起动,或在低速下“爬行”而不能

达到额定转速。也可能使电动机发生剧烈振动及噪声。

附加转矩可分成异步附加转矩和同步附加转矩两类,下面分别加以说明。

一、异步附加转矩

定子磁动势中存在一系列高次谐波,它们各有不同的极数,不同的转速和不同的转向。和定子基波磁场一样,定子的某次谐波磁场,会在转子中感应出一个同次的谐波磁动势。二者具有相同的极数,而且在空间相对静止,因而这两个谐波磁动势相互作用能产生一平均转矩,该转矩称为异步附加转矩。

不同次数的谐波磁场都产生相应的附加转矩。附加转矩的性质与基波磁动势产生的电磁转矩性质很相似,它们都有各自的 T_M-s 曲线,但是各次谐波的同步速是不同的。把它们叠加在基波的 T_M-s 曲线上就得到实际的 T_M-s 曲线。由于定子谐波磁动势中,5次和7次谐波较强,所以下面以这两次谐波进行讨论。

定子的7次空间谐波磁场,相当于一台极对数为 $7p$ 的异步电机,它的同步速为 $\frac{1}{7}n_1$ ($s=1-\frac{1}{7}=\frac{6}{7}$),当 $0 < n < \frac{1}{7}n_1$ ($s > \frac{6}{7}$) 时,转子转速 n 低于7次谐波磁场的同步速,这台 $7p$ 对极的异步电机处于电动机状态,因此谐波转矩为驱动性质的转矩;当 $n > \frac{1}{7}n_1$ ($s < \frac{6}{7}$) 时,转子转速超过7次谐波磁场的同步速,它就变成发电机状态运行,这时谐波转矩的方向与电机转向相反,是制动性质的转矩。当转速 $n = \frac{1}{7}n_1$ ($s = \frac{6}{7}$) 时,为7次谐波的同步点,此时7次谐波磁场与转子之间没有相对运动,转子绕组中不会感应相应的电动势和电流,故7次谐波转矩等于零。

5次谐波磁场的同步速为 $-\frac{1}{5}n_1$ (转向与基波磁场相反,此时之 $s = \frac{6}{5}$)。当 $n > -\frac{1}{5}n_1$ ($s < \frac{6}{5}$) 时,5次谐波产生反向谐波转矩;当 $n < -\frac{1}{5}n_1$ ($s > \frac{6}{5}$) 时,5次谐波产生正向谐波转矩;当 $n = -\frac{1}{5}n_1$ ($s = \frac{6}{5}$) 时,5次谐波产生的转矩为零。

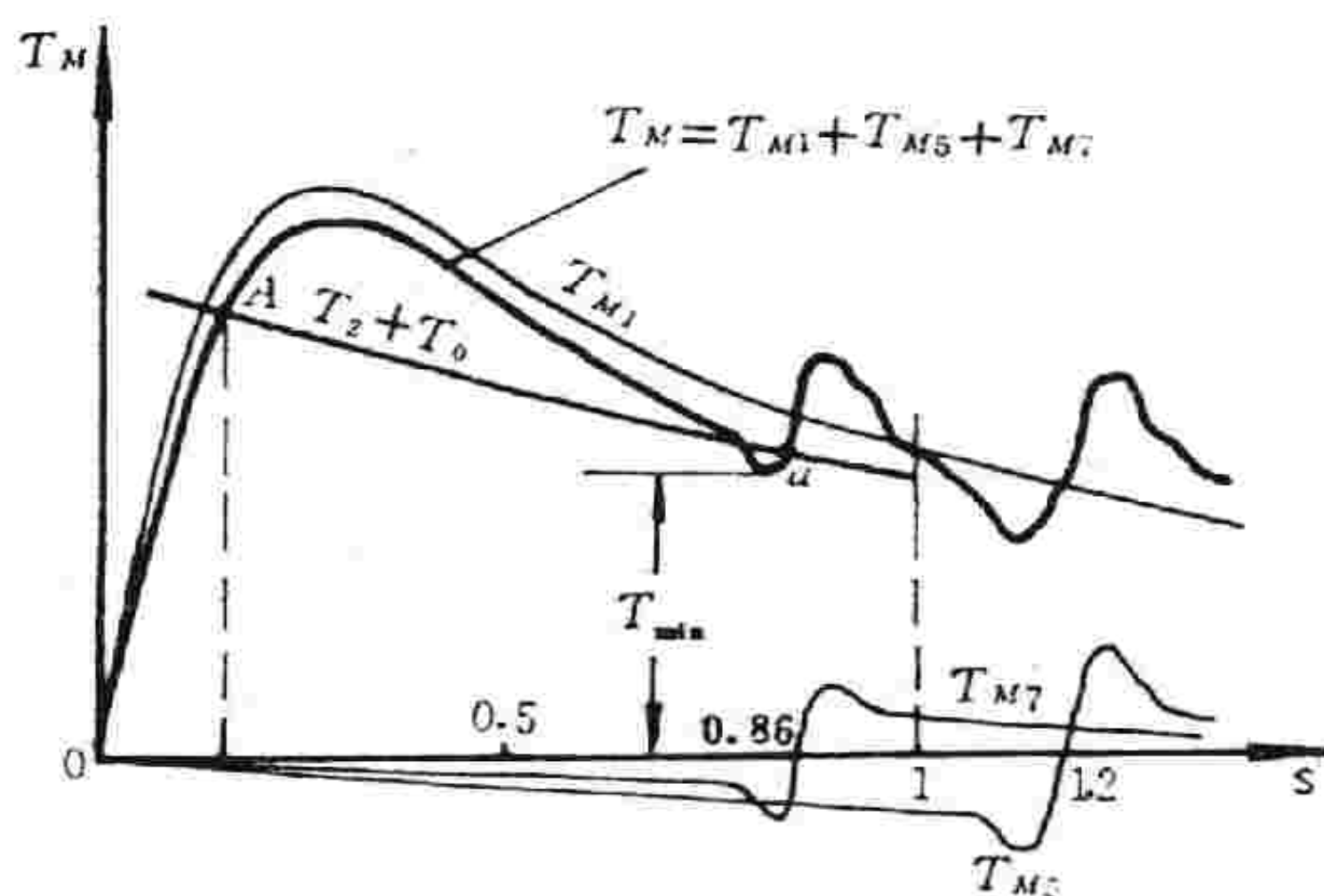


图18-13 5次和7次谐波的异步附加转矩对 T_M-s 曲线的影响

图18-13表示由基波、5次和7次谐波磁场所建立的 T_M-s 曲线。把它们进行迭加,即得合成的 T_M-s 曲线。由图可见当电机转速接近于 $\frac{n_1}{7}$ 和 $-\frac{n_1}{5}$ 时,曲线出现凹谷,这类凹谷称为异步谷。在 s 接近1处的7次谐波异步谷对起动有很大影响。如果该凹谷处的最小转矩 $T_{\min}$ 低于制动转矩 T_2+T_0 ,则起动过程中转子将在凹谷处附近的 a 点低速“爬行”,而不能达到正常速度。5次谐波的异步谷在电机的制动运行范围内,对电动机的起动不产生影响。

除了5次和7次谐波以外,再高次的谐波也将产生相似的影响,但因为谐波次数越高,数值越小,所以高于7次的谐波所起的作用一般是不大的,可不予考虑。唯独齿谐波是例外,齿谐波次数为 $\frac{Z_1}{p} \pm 1$,它的绕组因数与基波绕组因数相等,相对来说,齿谐波磁动势幅值较大,它的影响不可忽视。

二、同步附加转矩

定子的基波(或 ν_1 次谐波)磁场切割转子导条时,在导条中感应电流 I_2 , I_2 不仅会产生一个与定子磁场同极数、同转速的基波(或 ν_1 次谐波)磁场,而且要产生一系列转子谐波磁场,若其中有一个 μ_1 次谐波,它与定子的另一个 ν_2 次谐波磁场次数相等($|\mu_1| = |\nu_2|$),即二者的极数相等,则由于转子的 μ_1 次谐波磁场并非由定子 ν_2 次谐波磁场感应产生,而是有其独立来源,因此只在某一个特定的转子转速时,这两个(μ_1 和 ν_2 次)磁场才相对静止,并产生平均转矩,所以这种转矩称为同步附加转矩。

在异步电机里,最主要的同步附加转矩是由定、转子的齿谐波磁场相互作用产生的。例如一台四极异步电动机,定子槽数 $Z_1=24$,转子槽数 $Z_2=28$,则定子齿谐波的次数为

$$\frac{Z_1}{p} \pm 1 = \frac{24}{2} \pm 1 = \begin{matrix} 13(\text{正转}) \\ 11(\text{反转}) \end{matrix}$$

由定子基波磁场感应的转子电流 I_2 所产生的转子齿谐次数为

$$\frac{Z_2}{p} \pm 1 = \frac{28}{2} \pm 1 = \begin{matrix} 15(\text{正转}) \\ 13(\text{反转}) \end{matrix}$$

可见定、转子齿谐波中都有13次谐波磁场。定子13次谐波磁场在空间的转速为 $\frac{n_1}{13}$,由定子基波磁场感应产生的13次谐波磁场对转子本身的转速为 $\frac{n_1-n}{-13}$ (n_1-n 为定子基波磁场切割转子的相对速度),它相对于定子空间的转速为 $n + \frac{n_1-n}{-13} = \frac{14n-n_1}{13}$,因此仅当转子转速为 $n = \frac{n_1}{7}$ ($s = \frac{n_1-n}{n_1} = \frac{6}{7}$) 时,这两个13次谐波磁场的转速才相等,即保持相对静止,并产生同步附加转矩。

这一转矩总力图使转子维持在这一转速上。如果转子转速低于或高于这一特定的转速时,这两个谐波磁场的转速就不等了,这时它们的转矩时正时负,平均转矩为零。同步附加转矩反映在 T_M-s 曲线上是当电机在某一转速下,出现一个凹谷,这凹谷称为同步谷,如图18-14所

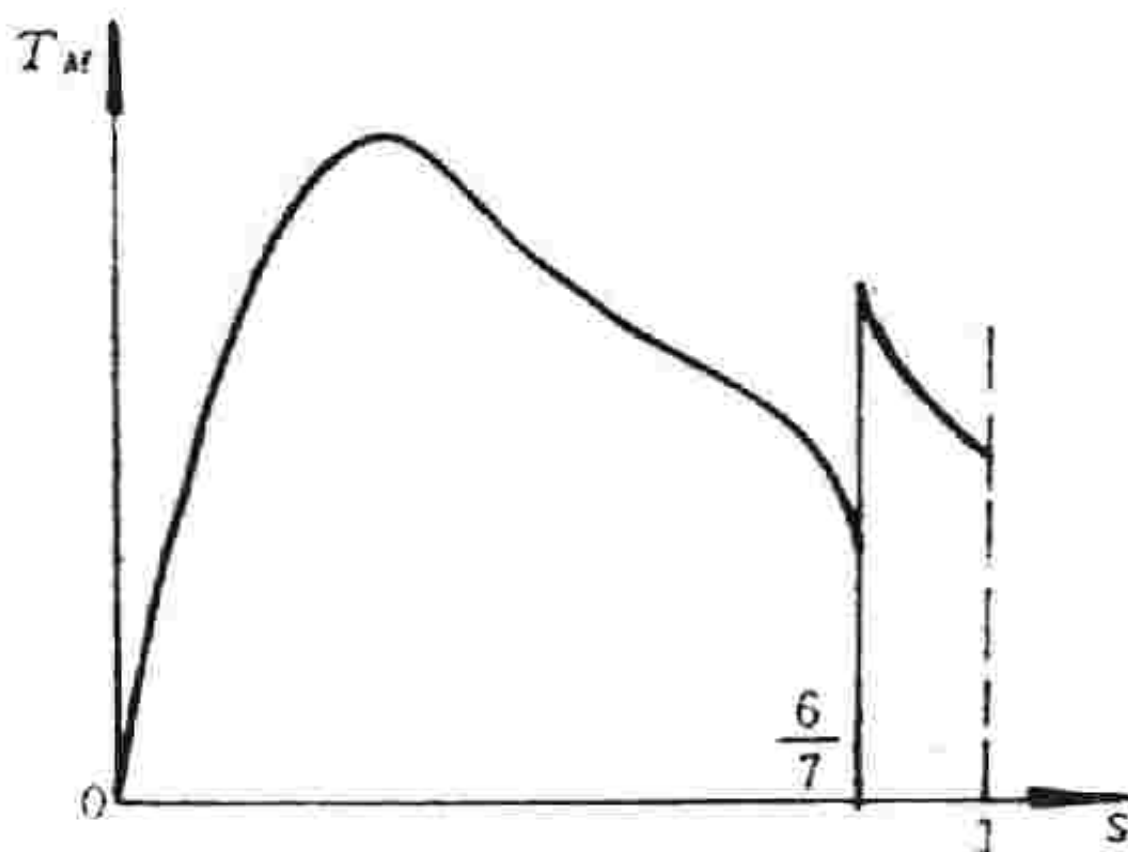


图18-14 T_M-s 曲线中的同步寄生转矩

示。

三、削弱附加转矩的方法

要削弱附加转矩,应该从减小谐波磁场的大小着手,具体方法有:

(1)采用适当的短距(通常 $y = \frac{5}{6}\tau$)绕组来削弱五次和七次谐波,这对消除异步附加转矩很有效。

(2)采用转子斜槽的方法来削弱齿谐波磁场。

在异步电动机中通常将转子槽斜过一个定子齿距,这样可使定子齿谐波磁场几乎不在转子导条中感应电动势和电流,从而大大削弱齿谐波所产生的附加转矩。

(3)在小型异步电动机中,定子采用半闭口槽或闭口槽,减少气隙磁导的变化,从而减少齿谐波磁场。

(4)设计电机时,适当地选择定、转子槽配合,使定子的谐波次数 ν_2 与转子的谐波次数 μ_1 没有相等的机会,从而消除同步寄生转矩。

小 结

(1)标志起动性能的主要数据是最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数。我们希望起动电流小,起动转矩足够大。影响起动电流和起动转矩的主要因素有电机的端电压 U_1 、定、转子漏抗 x_k 和转子电阻 r_2 。

(2)笼型转子异步电动机采用降压起动虽然减小了最初起动电流,但最初起动转矩随电压的平方而减小,它仅适用于空载或轻载以及泵类负载起动。

(3)增大转子电阻对改善起动性能十分有利,它一方面可以减小起动电流,另一方面由于提高了转子的功率因数,亦增大了起动转矩。但转子电阻增大后,正常运行时转子铜耗增加,降低电机的运行效率。绕线转子异步电动机通过起动时串入电阻,正常运行时切除起动电阻来解决。深槽型和双笼型转子异步电动机则是利用起动过程中转子频率的变化,引起转子导体中电流的分布发生改变,从而使起动时转子的有效电阻自动增大,运行时基本回复到直流电阻值。

(4)由高次谐波磁场产生的附加转矩,对异步电动机的起动有很大影响,严重时可能使电动机不能起动或在低速下“爬行”。消除或削弱附加转矩的方法主要有:适当地选择定、转子槽数配合,采用适当的短距,把转子槽扭斜,采用半闭口槽等方法。

第十九章 三相异步电动机的调速

本章重点内容：了解几种调速方法及其特点。

§ 19-1 概 述

为了使生产机械以合理的速度进行工作，从而提高生产率和保证产品具有较高的质量，大量的生产机械（如各种机床、轧钢机、造纸机、纺织机械等）要求在不同的情况下，以不同的速度工作。这就要求我们采用一定的方法来改变生产机械的工作速度，以满足生产的需要，这种方法称为调速（*speed control*）。调速可用机械方法、电气方法或机械电气配合的方法。本章介绍改变三相异步电动机的电气量和参数来调节速度的方法。

异步电动机的调速性能不如直流电动机，因而曾限制了它在调速性能要求较高的设备上的应用，但由于异步电动机有结构简单、运行可靠、价格低廉等优点，因此，人们正努力改善它的调速性能。随着新技术（如晶闸管技术）的发展，异步电动机的调速性能正逐渐得到改善。

从异步电动机的转速公式

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s) \frac{60f_1}{p} \quad (19-1)$$

可见，可以从下列三个方面来改变异步电动机的转速：

- (1) 改变电动机定子绕组的极对数 p —变极调速；
- (2) 改变电源的频率 f_1 —变频调速；
- (3) 不改变同步速的调速方法：
 - ① 改变电源电压调速。
 - ② 转子串电阻调速。
 - ④ 转子串附加电动势调速。

下面分别讨论这几种调速方法。

§ 19-2 变 极 调 速

在频率不变的条件下，异步电机的同步速与极对数成反比，所以，改变电机绕组的极对数，就能达到调速的目的。例如极对数增加一倍，同步转速就下降一半，可见，这种变极调速方法，只能一级一级地改变转速，而不能平滑调速。我们把变速比为2:1的叫倍极比调速，把变速比不是2:1的叫非倍极比调速。

改变极对数的方法可以是在一套定子绕组中，利用改变绕组的接法得到两种转速；也可通过在定子槽内嵌放两套不同极对数的独立绕组，而每套绕组又可以有不同的接线，从而做成三

速或四速电机。但后者会使电机的体积增大,用料增多,成本增高。近年来,由于单绕组变速理论的发展,出现了单绕组既可以倍极比调速,又可以非倍极比调速,不仅如此,还可以作到单绕组三速甚至四速电机。

变极电动机(*pole changing motor*)的转子一般都是笼型转子,因这种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、转子磁动势的极对数总相等,从而产生平均电磁转矩。若为绕线转子异步电动机,则当定子绕组改变其极对数时,转子绕组也必须相应地改变其接法,使其极对数与定子绕组的相等,这就非常复杂,因此一般不用。

一、变极原理

设定子上每相有两组线圈,每组线圈用一个集中线圈来代表。如果把定子绕组 A 相的两组线圈 A_1X_1 和 A_2X_2 顺向串联,则气隙中形成四极磁场,如图19-1(a)、(b)所示。若把绕组中的一半线圈 A_2X_2 反向串联或反向并联,使其中的电流反向,气隙中将形成二极磁场,如图19-2(a)、(b)所示。由此可见,欲使极对数改变一倍,只要改变定子绕组的接线,使半相绕组中的电流反向流通就可达到目的。这种方法称为反向变极法。

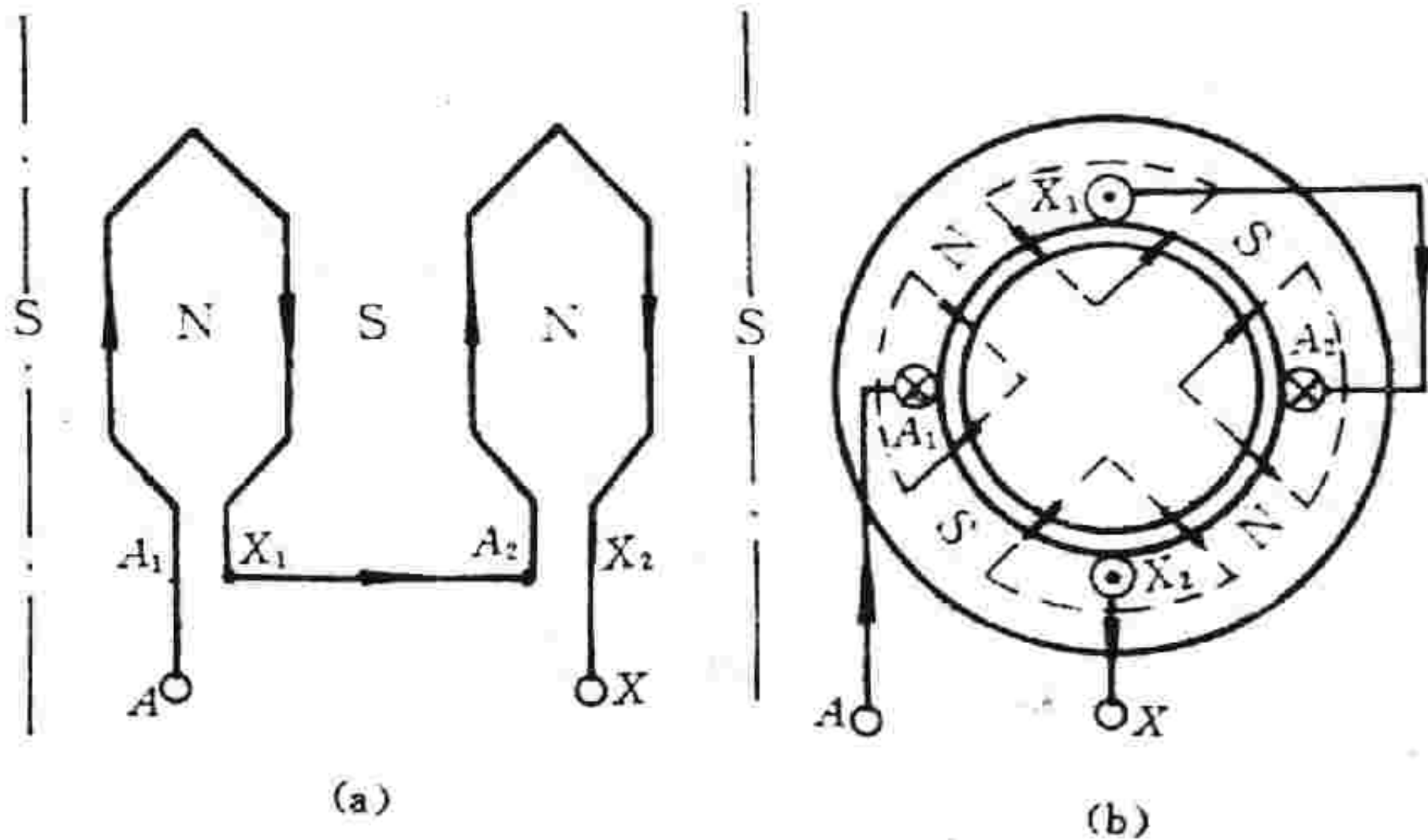


图19-1 一相绕组的顺向串联及其四极磁场

二、双速电动机常用的两种接线方法

根据变极原理可知,欲将四极转换为二极(或者相反),只要将每相绕组的半相绕组中电流反向流通。为了达到这一点,可以通过适当的接线来实现。常用的接线方法有 Y/YY 及 Δ /YY 两种。

图19-3表示 Y/YY 接法,例如在4/2极双速电动机中,当每相绕组的两组线圈串联,如图(a),接成单星形(Y),电源接到引出线4A、4B、4C,则为四极电机;若把每相绕组的两组线圈并联,接成双星形(YY),电源接到引出线2A、2B、2C,把 A_2 、 B_2 、 C_2 接在一起构成星形的中点,如图(b)所示,由于半相绕组中电流反向,此时为二极电机。

图19-4表示 Δ /YY 接法。按图(a)接线时为四极电机,按图(b)接线为二极电机。

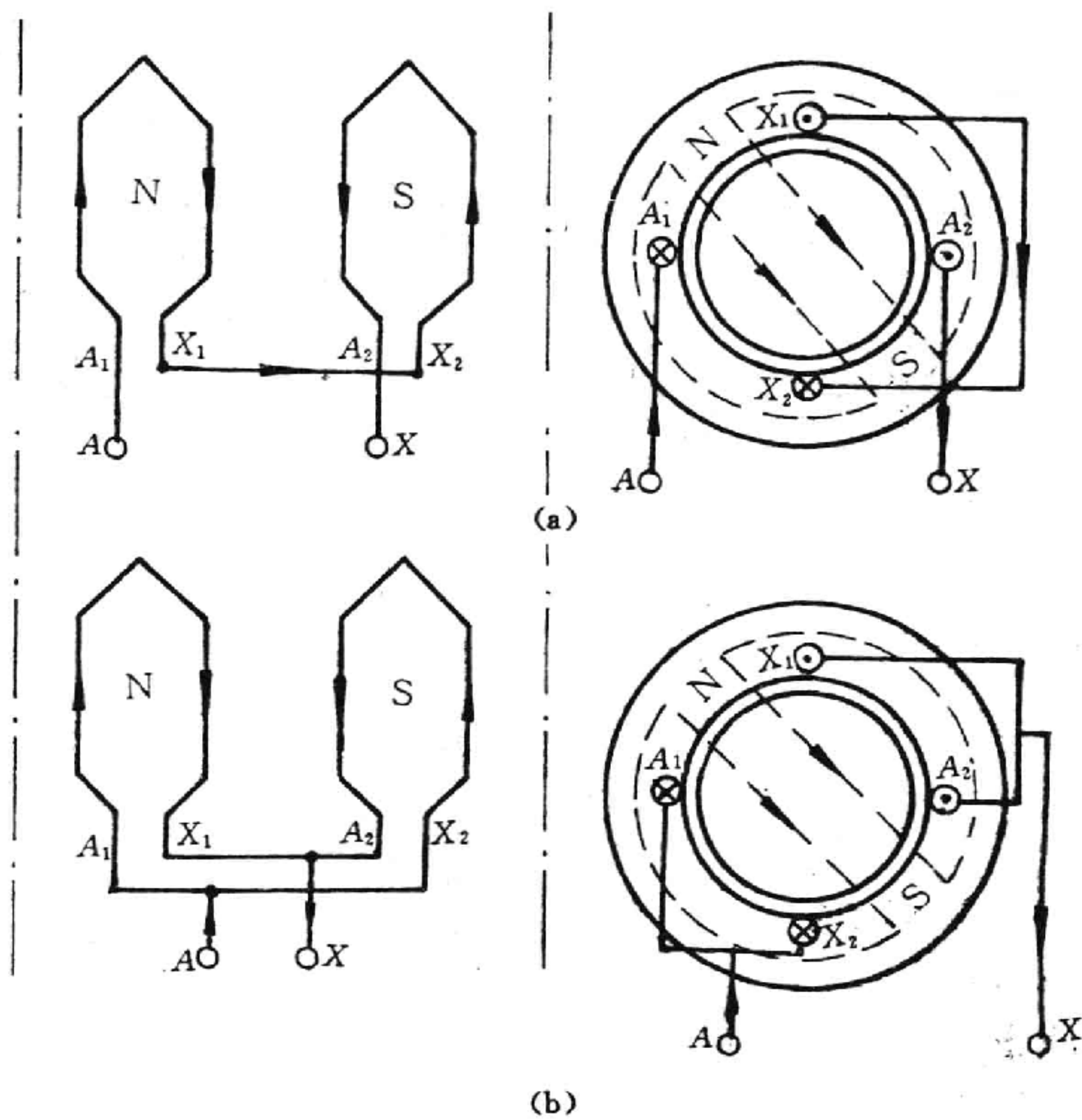


图19-2 一相绕组的反向串联、反向并联及其两极磁场

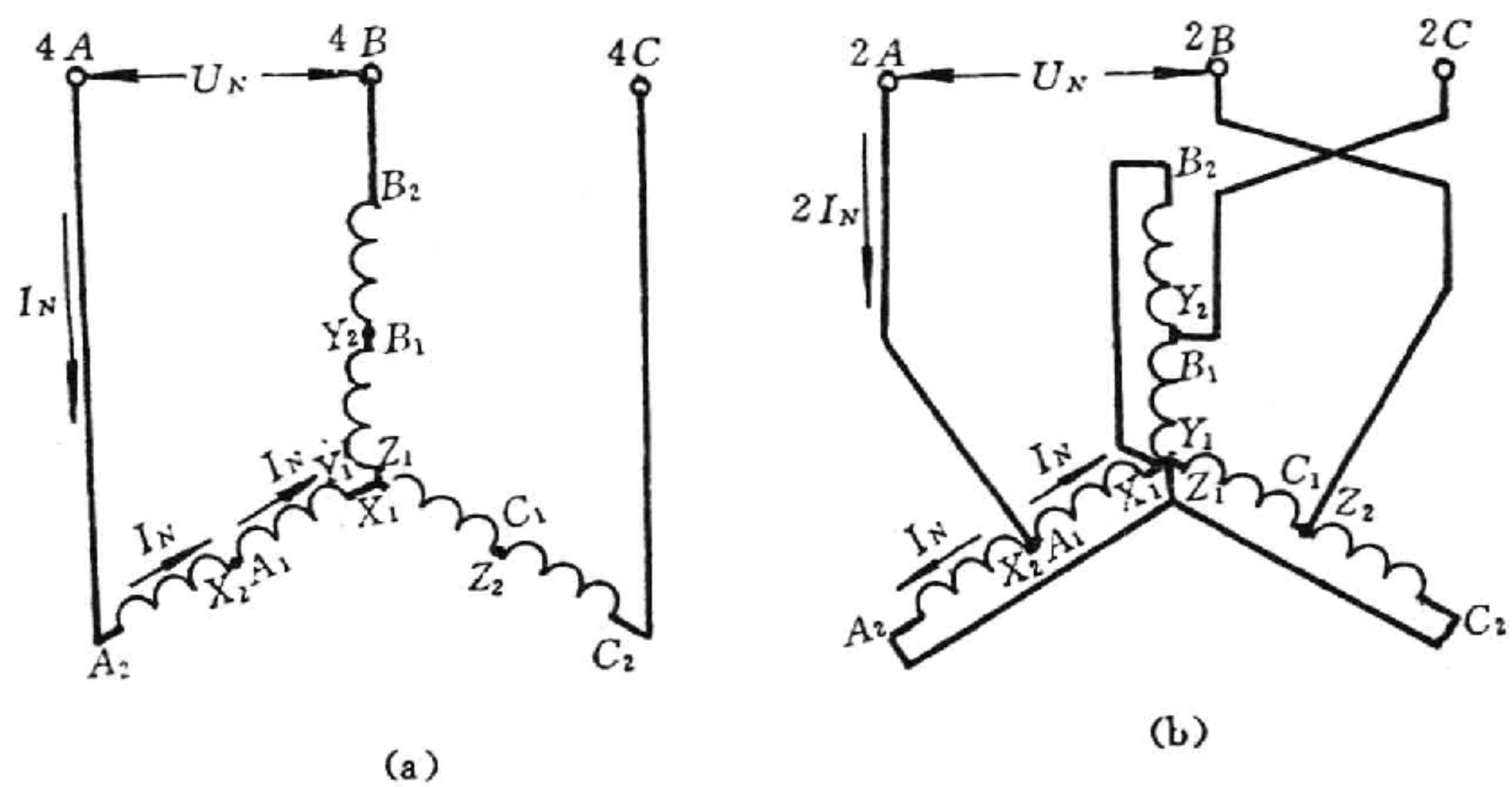


图19-3 Y/YY 接法变极电机绕组的联结

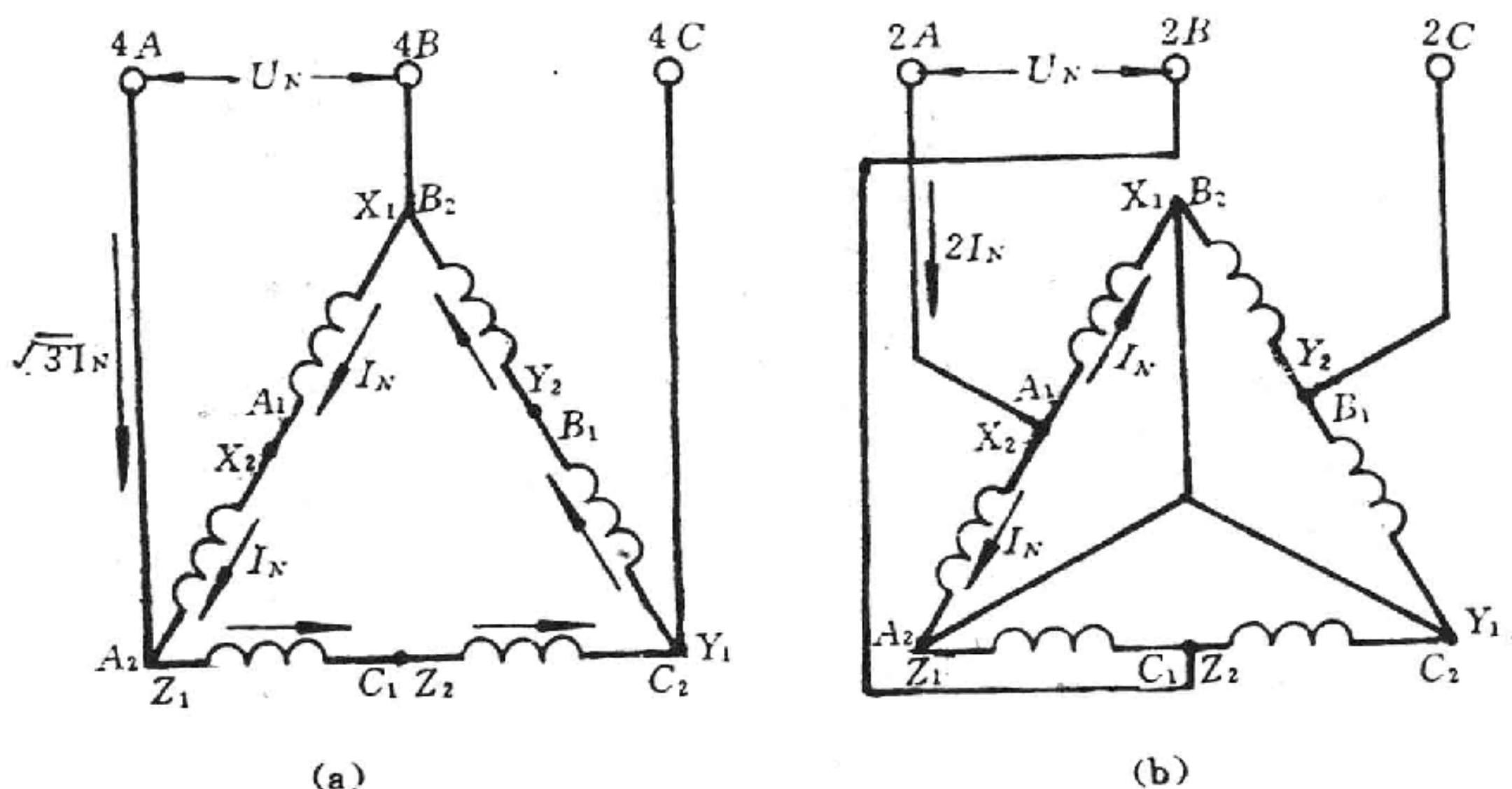


图19-4 Δ/YY 接法变极电机绕组的联结

下面可定性地分析这两种变极调速的功率、转矩关系。分析时近似地认为电动机的功率因数 $\cos\varphi_1$ 和效率 η 均保持不变。为了充分利用绕组容量，每半相绕组中流过的额定电流 I_N 应保持不变。

Y/YY 联结变极时，因三相接法未变，故每相电压 U_1 不变，但改接后为两路并联，为维持每相线圈电流不变，一相总电流应为额定电流的2倍。因此，当 Y 接法时的功率、转矩分别为

$$P_Y = 3U_1 I_N \cos\varphi_1 \eta$$

$$T_Y = 9550 \frac{P_Y}{n_Y} \approx 9550 \frac{P_Y}{n_1}$$

时，改为 YY 接法时的功率、转矩则分别为

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

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

由此可知，这种接法的变极电机属于恒转矩调速方式，适用于恒转矩负载下的调速，如起重机、运输带等机械。

Δ/YY 连接变极时，因由三角形接法变为星形接法，每相电压降低到 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 倍，而改接后为两路并联，一相总电流为额定值的2倍。因此，当 Δ 接法时的功率、转矩分别为

$$P_\Delta = 3U_1 I_N \cos\varphi_1 \eta$$

$$T_\Delta = 9550 \frac{P_\Delta}{n_\Delta} \approx 9550 \frac{P_\Delta}{n_1}$$

时，改为 YY 接法时的功率、转矩则分别为

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

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

$$= \frac{2}{\sqrt{3}} P_{\Delta} = 1.155 P_{\Delta}$$

$$T_{YY} \approx 9550 \frac{P_{YY}}{2n_1} = 9550 \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} P_{\Delta}}{2n_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} T_{\Delta} = 0.577 T_{\Delta}$$

由此可知,这种接法的变极电机既非恒转矩调速方式,也非恒功率调速方式。但接近于恒功率调速方式。因此适用于近似恒功率负载下的调速,如金属切削机床。

三、倍极比电机的转向

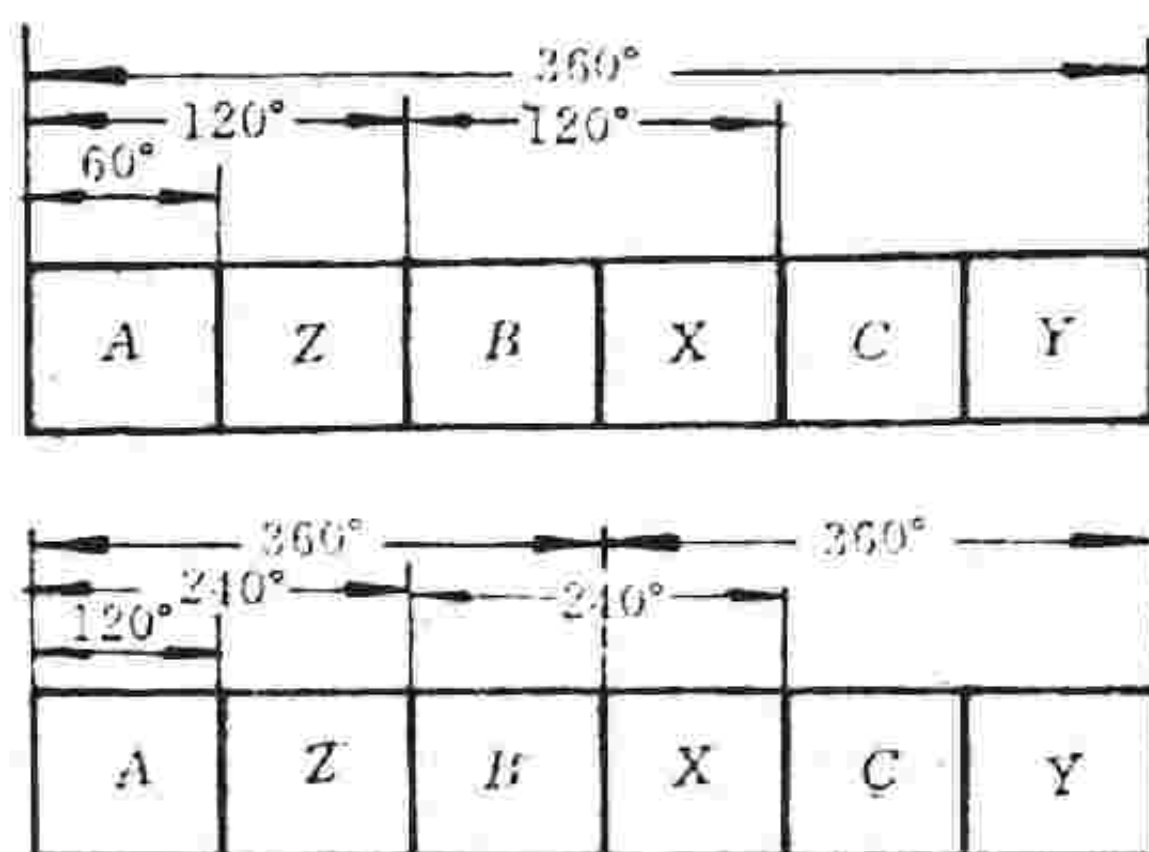


图19-5 少极对数和倍极对数时相带关系

倍极比的双速电机,少极对数时定子绕组通常为60°相带。当绕组改接成倍极对数时,相带宽便成为120°电角度。由图19-5可见,在少极对数时,B相绕组在空间滞后于A相绕组120°电角度,C相滞后于A相绕组240°电角度。相序为A—B—C。当改为倍极对数时,B相绕组在空间滞后于A相绕组240°电角度,而C相滞后于A相绕组480°,即120°电角度,相序为A—C—B。为了使两种极对数时转子有同样的转向,变极时应把接至电源的B、C两相对调。如图19-3(b)、19-4(b)所示。

双速电机尺寸一般比同容量的普通异步电机稍大,电机的出线头较多,并要换接开关,运行性能亦稍差一些。但总的讲来,这是一种比较经济的调速方法,因而在不需要平滑调速的场合,常采用这种方法。

§ 19-3 变频调速

当改变电源频率 f_1 时,同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$ 与频率成正比变化,于是异步电动机的转速 n 也随之改变。所以改变电源频率就可以平滑地调节异步电动机的转速。

异步电动机正常运行时,可以认为 $U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 w_1 k_w \Phi_m$, 如果 U_1 不变,则磁通 Φ_m 随频

率 f_1 的改变而改变。一般电机在设计中为了充分利用铁心材料,都把磁通 Φ_m 的数值设计在磁化曲线的膝点,因此,如果频率从额定值下降,则会引起磁通的增加,随之使激磁电流急剧上升,功率因数下降;反之,若频率升高,则 Φ_m 会下降,电机允许的输出转矩将降低,电机得不到充分利用。所以在调频的同时还要调压,应使 U_1 、 f_1 成比例地改变,即

$$\frac{U_1}{f_1} = 4.44\omega_1 k_{w1} \Phi_m = \text{常值} \quad (19-1)$$

此外,我们还希望调频前、后电机能够具有同样的过载能力。从第十七章式(17-32)、式(17-39)可知

$$\begin{aligned} k_m &= \frac{T_{\max}}{T_N} \\ T_{\max} &= \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 x_k} = \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (2\pi f_1 L_k)} \\ &= \frac{m_1 p U_1^2}{8\pi^2 f_1^2 L_k} = k \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \end{aligned}$$

式中 $x_k = 2\pi f_1 L_k$, L_k 为短路电感。

$$k = \frac{m_1 p}{8\pi^2 L_k} \text{ 为一常数。}$$

因此过载能力

$$k_m = \frac{T_{\max}}{T_N} = k \left(\frac{U_1^2}{f_1^2} \right) \frac{1}{T_N}$$

若用加撇的符号表示变频后的量,则保持过载能力不变时,变频前、后各量的关系为

$$k \frac{U_1'^2}{f_1'^2} \frac{1}{T_N} = k \frac{U_1^2}{f_1^2} \frac{1}{T_N}$$

由此可得变频时若要过载能力不变,则电压、频率和额定转矩应保持如下关系:

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \sqrt{\frac{T_N'}{T_N}} \quad (19-2)$$

在恒转矩条件下调速时, $T_N' = T_N$, 可得

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1}$$

或

$$\frac{U_1'}{f_1'} = \frac{U_1}{f_1} = \text{常值} \quad (19-3)$$

由此可知,恒转矩调速时,按式(19-3)条件调节频率和电压时,可同时满足保持气隙磁通 Φ_m 和过载能力 k_m 不变的要求。

在恒功率调速时,

$$P_M' = T_N' \Omega_1' = T_N \Omega_1 = \text{常值}$$

$$\text{式中 } \Omega_1' = \frac{2\pi f_1'}{p} \propto f_1'$$

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} \propto f_1$$

所以

$$\frac{T_N}{T_N} = \frac{\Omega_1}{\Omega_1} = \frac{f_1}{f_1}$$

代入式(19-2)中得

$$\frac{U_1}{U_1} = \frac{f_1}{f_1} \sqrt{\frac{f_1}{f_1}} = \sqrt{\frac{f_1}{f_1}}$$

即恒功率调速时,定子电压与频率应满足如下关系

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{常值} \quad (19-4)$$

当然,这时磁通将随转速改变而变化。如果把恒转矩变频调速规律($\frac{U_1}{f_1} = \text{常值}$)用于恒功率调速时,磁通虽可保持不变,但电机的过载能力将随转速改变而改变。

变频调速在调速范围、平滑性和调速前后电机的性能等方面都很好,但要有专用的变频电源。随着晶闸管技术的发展,晶闸管变频装置的价格会越来越便宜,性能也越来越好,变频调速将被广泛采用。

§ 19-4 不改变同步转速的调速方法

一、改变电源电压调速

图19-6中曲线1是异步电动机定子上加额定电压时的 $T_M = f(s)$ 曲线。当外加电压 U_1 改

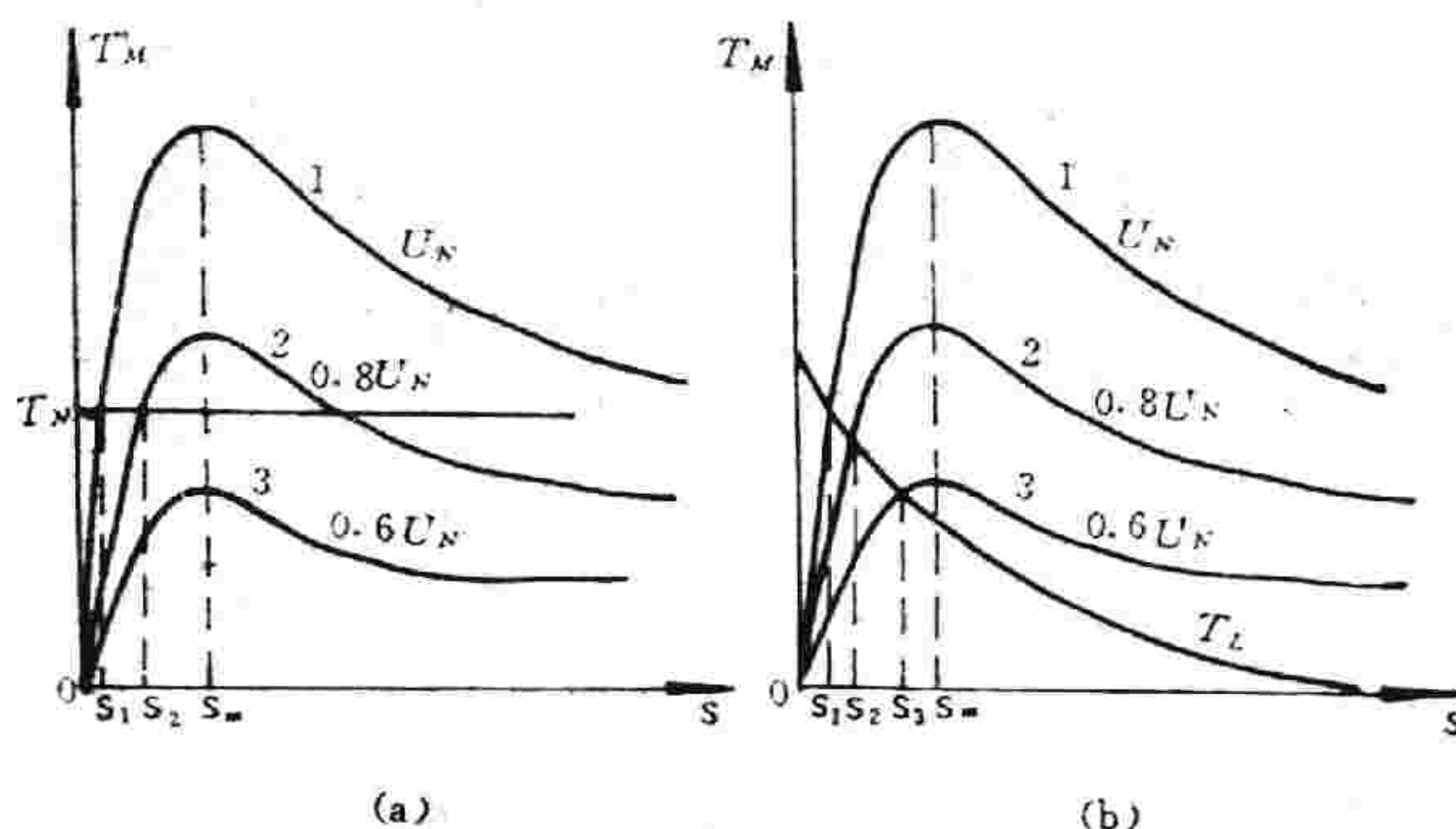


图19-6 改变电源电压调速

变时,如果转差率不变,电机的电磁转矩将随 U_1 的平方而变化。图19-6中曲线2和3分别是电机端电压为 $0.8U_N$ 、 $0.6U_N$ 时的 T_M-s 曲线。不同的 U_1 时最大转矩随 U_1 的平方下降,但临界转差率 s_m 不变。在恒转矩负载情况下,降低定子电压时,转差率由 s_1 增大到 s_2 ,转速下降。若电压降得过低,则最大电磁转矩小于负载转矩,电机将停转。(如图19-6(a)中曲线3)。因此这种调速方法对恒转矩负载来说,调速范围很窄,实用价值不大,如果是通风机负载,其负载转矩随 s 增大

而下降,调速范围将会扩大(如图19-6(b)所示),但要注意过电流问题。

把定子绕组由 Δ 连接改为Y连接以及用电抗器与定子绕组串联都可以实现变压调速,不过这种方法一般只用于小容量电机。

二、转子串电阻调速

这种方法只适用于绕线转子异步电动机。从图19-7可见,转子回路串入电阻后, $T_M=f(s)$ 曲线就会从不串电阻时的曲线1变为曲线2,若为恒转矩负载,则转差率从 s_1 变为 s_2 ,转速从 $(1-s_1)n_1$ 降到 $(1-s_2)n_1$ 。增加调速电阻, T_M-s 曲线往右移,转速便愈下降。

从图19-7可见,在一定的调速电阻变化范围内,调速范围的大小随负载的大小而变化,在空载下调速,则调速范围甚小(图中c点至d点),实际上达不到调速的目的。

此外,在恒转矩负载下调速时,根据第十七章式(17-25)异步电机转矩的参数表达式,可得未接电阻时和接入调速电阻 r'_i 以后的转矩关系式。

$$T_{M1} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r'_2}{s_1}}{2\pi f_1 [(r_1 + c \frac{r'_2}{s_1})^2 + (x_1 + c x'_2)^2]}$$

和

$$T_{M2} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{r'_2 + r'_i}{s_2}}{2\pi f_1 [(r_1 + c \frac{r'_2 + r'_i}{s_2})^2 + (x_1 + c x'_2)^2]}$$

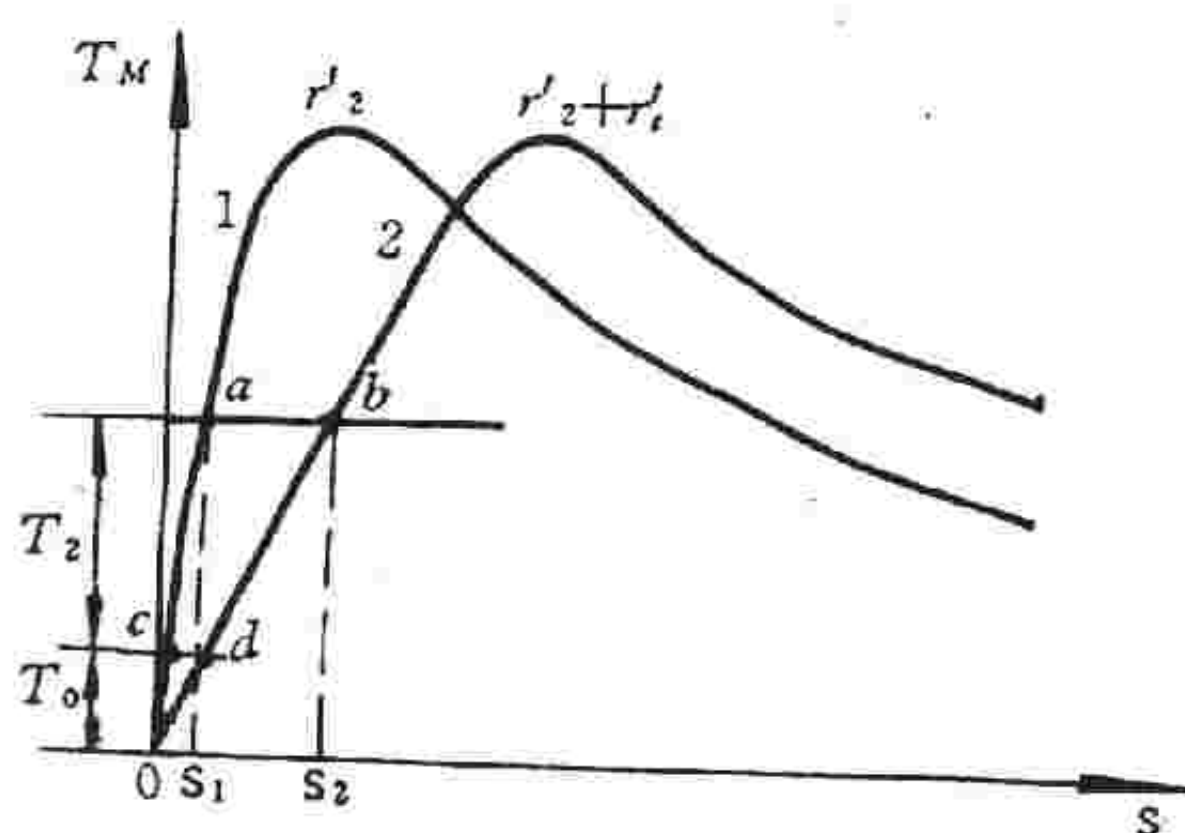


图19-7 转子回路串电阻调速

由于负载转矩不变,故有 $T_{M1}=T_{M2}$,不难看出此时应有关系

$$\frac{r'_2}{s_1} = \frac{r'_2 + r'_i}{s_2} \quad (19-5)$$

由上式即可求出外接调速电阻 r'_i 与转子本身电阻 r'_2 的关系为

$$r'_i = (\frac{s_2}{s_1} - 1)r'_2 \quad (19-6)$$

式中 s_1 、 s_2 分别对应于转子回路电阻 r'_2 和 $(r'_2 + r'_i)$ 时之转差率。

由于 $\frac{r'_2}{s_1} = \frac{r'_2 + r'_i}{s_2} = \text{常数}$,因此等效电路中的

$\frac{r'_2}{s_1}$ 改为 $\frac{r'_2 + r'_i}{s}$ 以后对电路没有影响。也就是说,

恒转矩调速时,定、转子电流、输入功率、气隙磁场和电磁功率都不会发生改变,即与转子回路串入电阻大小无关。但是,由于调速电阻的增加,调速电阻上的损耗增加,使电动机的效率降低,可见这种调速方法很不经济。尽管如此,由于比较简单,因此在中、小容量的绕线转子异步电动机中用得不少,例如桥式起重机上的绕线转子异步电动机,一般都采用这种调速方法。

例19-1 一三相绕线转子异步电动机, $P_N=75\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $I_{1N}=144\text{A}$, $n_N=1460\text{r/min}$, $k_m=2.8$, $r_2=0.053\Omega$,求负载转矩 $T_L=0.8T_N$, $n=500\text{r/min}$,转子每相应串入多少电阻?(忽略 T_0)

解:首先求出对应于额定转矩 T_N 时之转差率 s_N 。

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.0267$$

然后求出不串电阻时,对应于 $0.8T_N$ 时之转差率 s_1 。可以认为在额定转矩附近, T_M-s 特性为一直线,如图19-8所示。

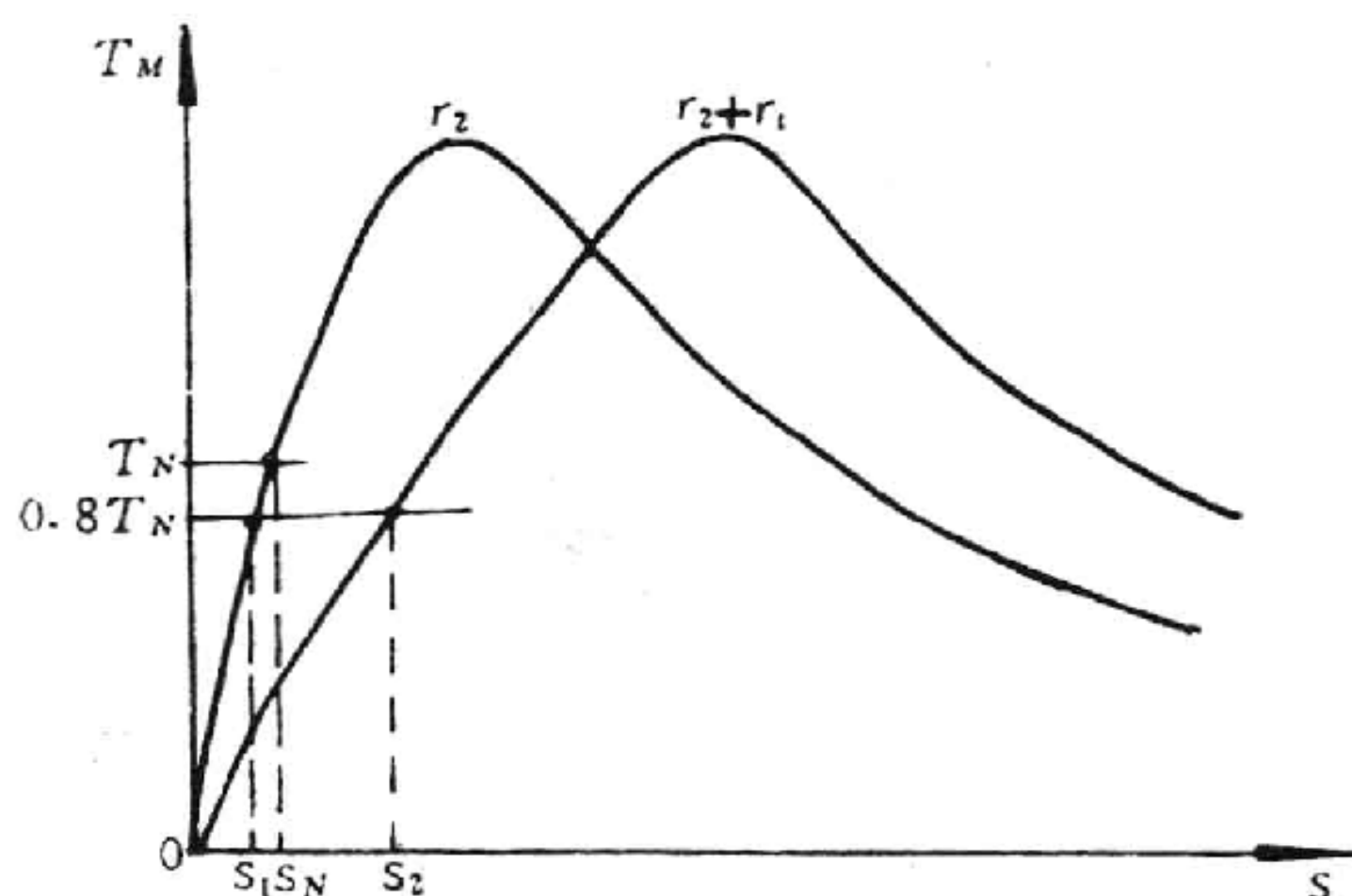


图19-8 例19-1附图

由图可知

$$\frac{T_N}{0.8T_N} = \frac{s_N}{s_1}$$

所以

$$s_1 = 0.8s_N = 0.8 \times 0.0267 = 0.0214$$

而

$$s_2 = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1500 - 500}{1500} = 0.667$$

由于负载转矩为 $0.8T_N$ 不变,所以应串入电阻

$$r_1 = \left(\frac{s_2}{s_1} - 1 \right) r_2 = \left(\frac{0.667}{0.0214} - 1 \right) \times 0.053 = 1.6 \quad \Omega$$

三、转子串附加电动势调速

转子回路串入调速电阻调速的缺点是损耗大,效率低。为了克服这一缺点,绕线转子异步电动机可以采用转子串入附加电动势的调速方法(又称串级调速)。

这种调速方法是在转子回路中串入一个三相对称的附加电动势 $\dot{E}_f$, 其频率与转子电动势 $\dot{E}_2$ 频率相同,如图19-9所示。改变 $\dot{E}_f$ 的大小和相位,就可以调节电动机的转速,这里 $\dot{E}_f$ 的相位改变是指 $\dot{E}_f$ 与 $\dot{E}_2$ 相位相同或相反两种情况而言。

由图19-9可得转子电流为

$$I_{2r} = \frac{E_{2r} \mp E_f}{\sqrt{r_2^2 + x_{2r}^2}} = \frac{sE_2 \mp E_f}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}} \quad (19-7)$$

$\dot{E}_f$ 与 $\dot{E}_2$ 相位相反时取“-”号,一致时取“+”号。由此可知改变 E_f 的大小,即可调节转子电流的大小,从而达到改变转矩和转速的目的。

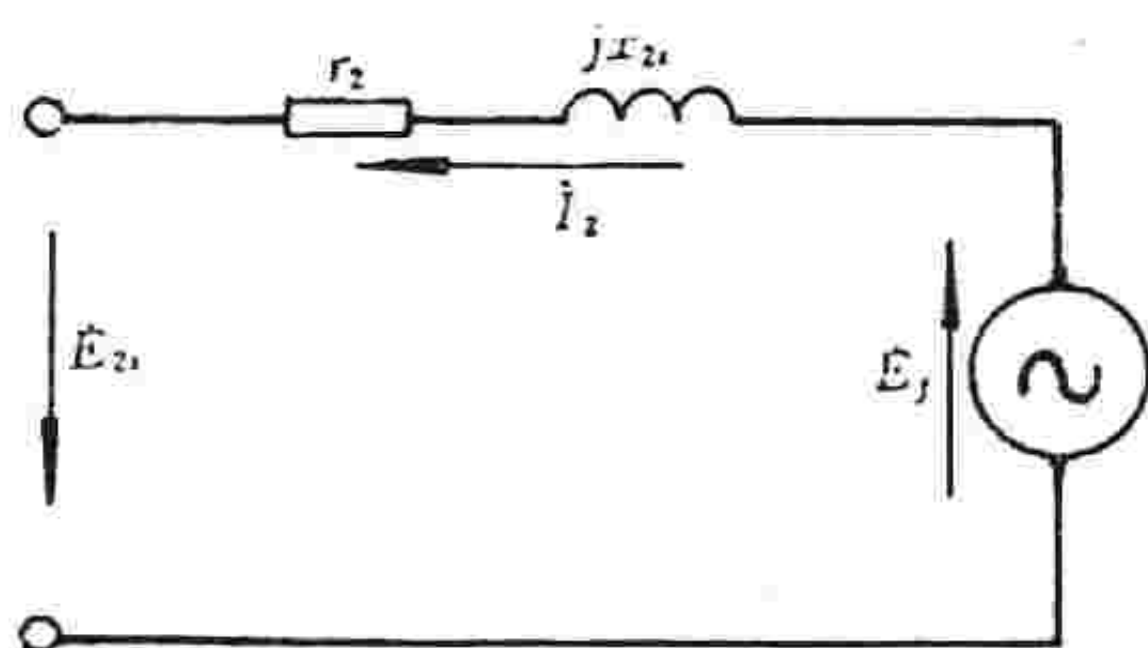


图19-9 转子回路串电动势等效电路

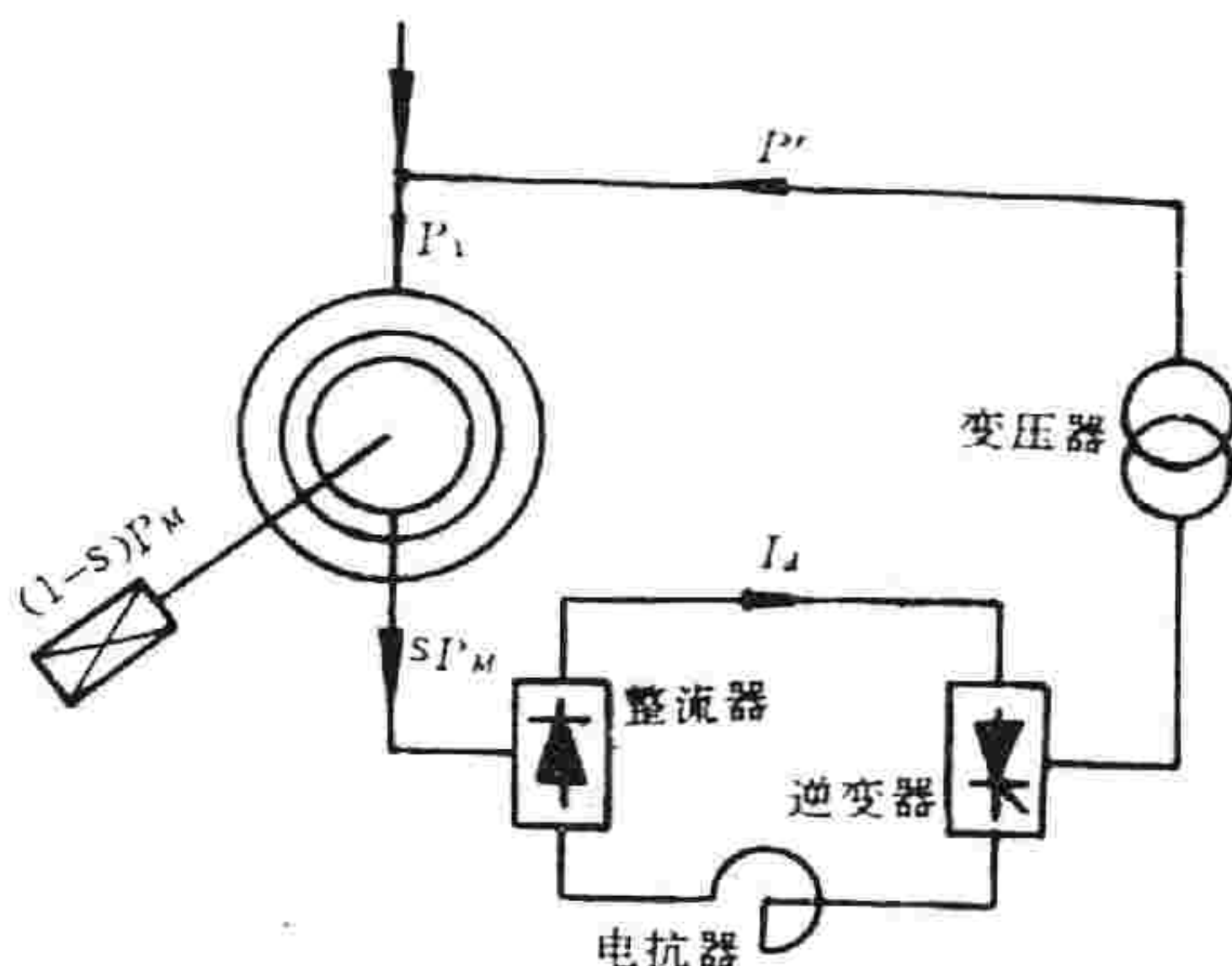


图19-10 晶闸管串级调速系统

目前国内主要采用串入与 $\dot{E}_2$ 相位相反的附加电动势。应用最广泛的调速系统原理图如图19-10所示。异步电动机转子绕组接入一个整流器,把转子电动势 $\dot{E}_2$ 整流成为直流。与该整流器相接的是晶闸管逆变器,它可以把转子经整流器输出的功率通过逆变器和变压器回馈给电网。改变晶闸管逆变器的触发脉冲控制角,即可改变逆变器两端电压,即改变附加电动势 E_f 的大小。实现调速的目的,该系统称为晶闸管串级调速系统。

这种串入反相位电动势的调速系统,当 E_f 增加时,转速下降,当 $E_f=0$ 时,电动机转速最高,显然它低于同步速,所以这种情况下调节 E_f 的大小,电动机的转速只能在同步速以下变化。

串附加电动势调速时,转子吸收的功率,可以回馈一部分给电网,而串电阻调速时,电阻吸收的功率变成了热能损耗掉了。因此这种调速方法效率高于串电阻调速。其缺点是设备费用较高,线路较复杂,所以主要用于大功率电力拖动装置中,如不可逆轧钢机、矿井提升机等机械上。

小 结

异步电动机的调速方法有变极调速、变频调速(属于改变同步速的调速)和变压调速、转子回路串入电阻和附加电动势调速(属于不改变同步速的调速)等五种。

变极调速是通过在定子内嵌置几套绕组或改变绕组的连接来得到不同的极数和转速。对于单绕组双速电动机,只要改变半相绕组中电流方向,即可改变极对数,这种调速方法适用于不需平滑调速的地方。

变频调速和转子回路串入附加电动势调速,都可以平滑地调速,电机效率也不会降低,但

需要一套复杂的设备。近年来随着晶闸管技术的发展,对这两种调速方法进行了广泛的研究,在工业中的应用日益增多。

绕线转子异步电动机转子回路串入电阻调速,使转子回路铜耗增大,因而转差率增大,达到调速的目的,这种方法的缺点是效率低,但由于比较简单,故在中、小型绕线转子异步电动机中应用较多。

变压调速对于恒转矩负载由于调速范围窄,过载能力下降,所以一般不用,它可用于小容量的通风机负载。

第十八章至第十九章 自测题

一、简要回答下述问题

1. 普通笼型异步电动机在额定电压下起动时,为什么最初起动电流很大,但最初起动转矩并不大?深槽型或双笼型电动机在额定电压下起动时,最初起动电流较小而最初起动转矩较大,为什么?

2. 在应用降压起动来限制异步电动机的起动电流时,起动转矩将受到什么影响?比较各种降压起动方法的最初起动电流,最初起动转矩与全压起动时的大小关系。

3. 绕线型异步电动机在转子回路中串入电阻起动时,为什么既能降低最初起动电流又能增大最初起动转矩?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?串入的电阻愈大是否起动转矩愈大?为什么?

4. 在倍极比的双速电动机改变极数时,为什么绕组的相序会发生变化?如果低速时为 60° 相带绕组,改变到高速时,若保持电流相序不变,这时电动机的转向是否改变?

5. 为什么变频恒转矩调速时要求电源电压随频率成正比变化?若电源频率降低,电压的大小不变,会出现什么后果?

6. 试分析绕线转子异步电动机在转子回路串入电阻调速时,电机内部发生的物理过程。如果负载是恒转矩的,则调速前后,定转子电流是否改变?为什么?如果不串入电阻,而是接入一个与转子电流频率相同、相位一致的外加电动势,则电动机的转速如何变化?

二、计算题

1. 设有一 380V 、 50Hz 、 1455r/min 、 Δ 连接的三相异步电动机,其每相参数如下:

$$r_1=r_2'=0.072\Omega; \quad x_1=x_2'=0.2\Omega$$

$$r_m=0.7\Omega; \quad x_m=5\Omega。$$

(1) 求在额定电压下全压起动时的转子电流及其功率因数,求出相应的定子电流及其功率因数和最初起动电流倍数。

(2) 求出在额定电压下全压起动时的最初起动转矩以及最初起动转矩倍数。

(3) 若采用“Y— Δ ”起动,求最初起动电流和最初起动转矩倍数。

(4) 应用变比为 $\sqrt{3}$ 的自耦变压器降压起动,求最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数。

(5) 若该电机具有绕线转子,如果要使最初起动转矩有最大值,求每相转子回路应接入多少电阻(归算到定子侧数值),这时最初起动电流为多少?如要限制起动电流,使它不超过额定电流的2倍,求每相转子回路中应接入的电阻,这时的最初起动转矩为多少?

2. 一台工频绕线转子异步电动机, $m_1=m_2=3$, $P_N=5\text{kW}$, 机械损耗 $p_m=0.08\text{kW}$, 附加损

耗 $p_{\omega}=0.035\text{kW}$, 额定负载时测得转子电流为 10A , 转子频率为 3.5Hz 。

(1) 今保持负载力矩不变, 要使转差率为 0.1 , 应在转子回路串入多大的附加电阻 (T 不随转速变化)。

(2) 在额定电压下, 最初起动转矩倍数为 1.5 , 现电压由 380V 下降到 220V , 问在负载转矩为 $0.6T_N$ 情况下进行起动, 电机能否起动?

第二十章 异步电机的其它运行方式

本章重点内容: 1. 了解异步发电机的运行原理。
2. 了解异步电机的三种制动方法。
3. 了解移相器和感应调压器基本原理。

异步电机除了作为电动机运行($0 < s < 1$)外,还可以作为发电机($-\infty < s < 0$)和制动($1 < s < +\infty$)运行,在转子静止时($s=1$),也可作为移相器或感应调压器运行。这些运行方式虽不及电动机用得普遍,但在生产和科学实验中也是经常遇到的。

§ 20-1 异步发电机

一、异步发电机的电磁关系

前面各章节分析的都是异步电动机运行状态,其转差率在 $0 < s < 1$ 范围内。但是在推导基本方程式时,并没有限制 s 的范围,实际上,只要规定正方向不变,所推出的方程式适用于所有 s 值。当然,也适用于异步发电机情况,只是其方程式中的 $s < 0$ 。为了方便,把方程式(16-48)重写如下。

1. 方程式

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 & \text{①} \\ \dot{I}_m &= \frac{-\dot{E}_1}{Z_m} & \text{②} \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 &= \dot{I}_m & \text{③} \\ \dot{E}_2 &= \dot{I}_2 \left(\frac{r_2'}{s} + jx_2' \right) & \text{④} \\ \dot{E}_1 &= \dot{E}_2 = -j4.44f_1 w_1 k_{w1} \dot{\Phi}_m & \text{⑤} \end{aligned} \right\} \quad (20-1)$$

2. 相量图

根据上述方程式即可作出异步发电机的相量图。由于 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 和 $\dot{I}_m$ 与 s 的正负无关,所以它们的相量位置与电动机的一样。转子电流相位可由式(20-1)中④式确定:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2'}{s} + jx_2'} \\ &= \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2'}{s} + jx_2'} \cdot \frac{\frac{r_2'}{s} - jx_2'}{\frac{r_2'}{s} - jx_2'} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\dot{E}_2' r_2'}{r_2'^2 + (sx_2')^2} \cdot s - j \frac{\dot{E}_2' x_2'}{r_2'^2 + (sx_2')^2} \cdot s^2 \\
&= \dot{I}_{2a} + \dot{I}_{2r}
\end{aligned} \tag{20-2}$$

式中 $\dot{I}_{2a} = \frac{\dot{E}_2' r_2'}{r_2'^2 + (sx_2')^2} \cdot s$ 为转子有功电流, 考虑到 $s < 0$, 则

$$\dot{I}_{2a} = \frac{-\dot{E}_2' r_2'}{r_2'^2 + (sx_2')^2} \cdot |s| \tag{20-3}$$

由式(20-3)可以看出, 转子有功电流 $\dot{I}_{2a}$ 与转子电动势 $\dot{E}_2'$ 反相位, 如图20-1中所示。电动机运行状态下, $\dot{I}_{2a}$ 与 $\dot{E}_2'$ 同相位, 此时电动机从定子输入电功率, 从轴上输出机械功率。而发电机运行状态下, 转子有功电流 $\dot{I}_{2a}$ 改变了方向, 根据磁动势平衡关系, 定子有功电流也应改变方向, 因此, 此时定子输出电功率。

式中

$$\dot{I}_{2r} = -j \frac{\dot{E}_2' x_2'}{r_2'^2 + (sx_2')^2} \cdot s^2 \tag{20-4}$$

由式(20-4)可知, 不论 s 是否大于零, 转子无功电流 $\dot{I}_{2r}$ 总是落后于 $\dot{E}_2'$ 以 90° , 如图20-1中所示。它说明异步电机不论运行于哪种状态, 转子都要吸收感性无功电流。

把 $\dot{I}_{2a}$ 和 $\dot{I}_{2r}$ 合成即得转子电流相量 $\dot{I}_2$ 。然后根据式(20-1)中③作出 $\dot{I}_1$, 再根据式①作出定子电压相量 $\dot{U}_1$ 。相量图如图20-1所示。

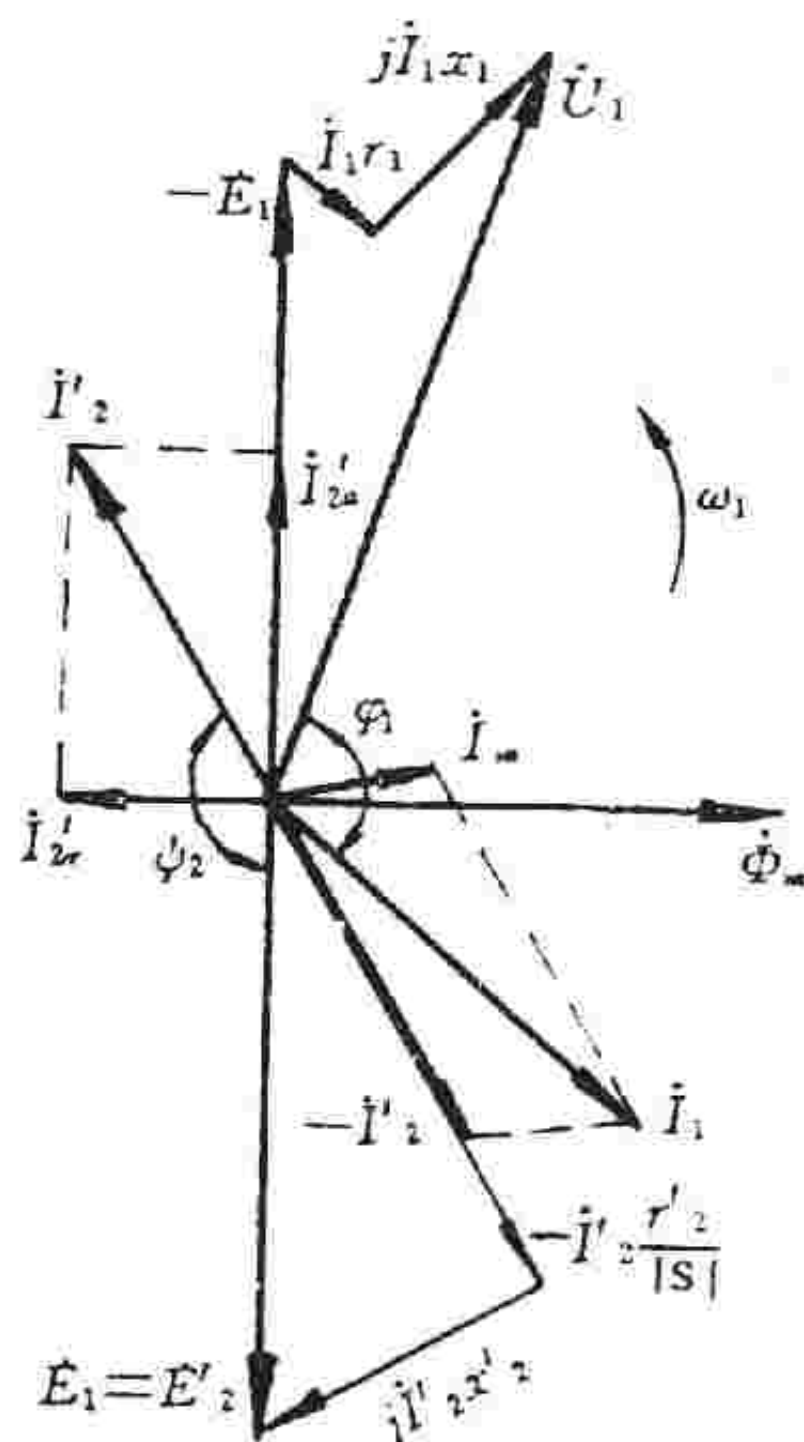


图20-1 异步发电机相量图

由图可知, $90^\circ < \varphi_1 < 180^\circ$, $\cos \varphi_1$ 为负值, 定子电功率 $m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$, 说明此时异步电机向电网输出电功率而运行于发电机状态。

3. 等效电路

等效电路与电动机情况一样, 如图20-2所示, 只是图中的 $s < 0$ 。因而 $\frac{1-s}{s} r_2' < 0$, 电流 $\dot{I}_2$ 在该电阻上产生的电压降为一负值, 它意味着转子绕组所串联的实际应是一个与电流值成正比而且同相位的电动势, 其值为 $\dot{I}_2 (\frac{1-s}{s} r_2')$ 。

4. 功率、转矩平衡关系

从图20-2的等效电路即可看出异步发电机的功率平衡关系。由于 $s < 0$, 机械功率 $P_m = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' < 0$, 说明异步发电机由原动机吸收机械功率。考虑机械损耗 p_m 和附加损耗 p_{ad} , 则总的输入机械功率为

$$P_1 = P_0 + p_m + p_{ad} \quad (20-5)$$

机械功率 P_0 扣除转子铜耗 p_{cu2} , 则转子传给定子的电磁功率为

$$P_M = P_0 - p_{cu2} \quad (20-6)$$

电磁功率 P_M 扣除定子铜耗和铁耗, 即为输出的电功率 P_2 :

$$P_2 = P_M - p_{cu1} - p_{Fe} \quad (20-7)$$

功率流程图如图20-3所示。

把式(20-5)每项除以转子机械角速度 Ω , 即得

$$\begin{aligned} \frac{P_1}{\Omega} &= \frac{P_0}{\Omega} + \frac{p_m}{\Omega} + \frac{p_{ad}}{\Omega} \\ T_1 &= T_M + T_0 \end{aligned} \quad (20-8)$$

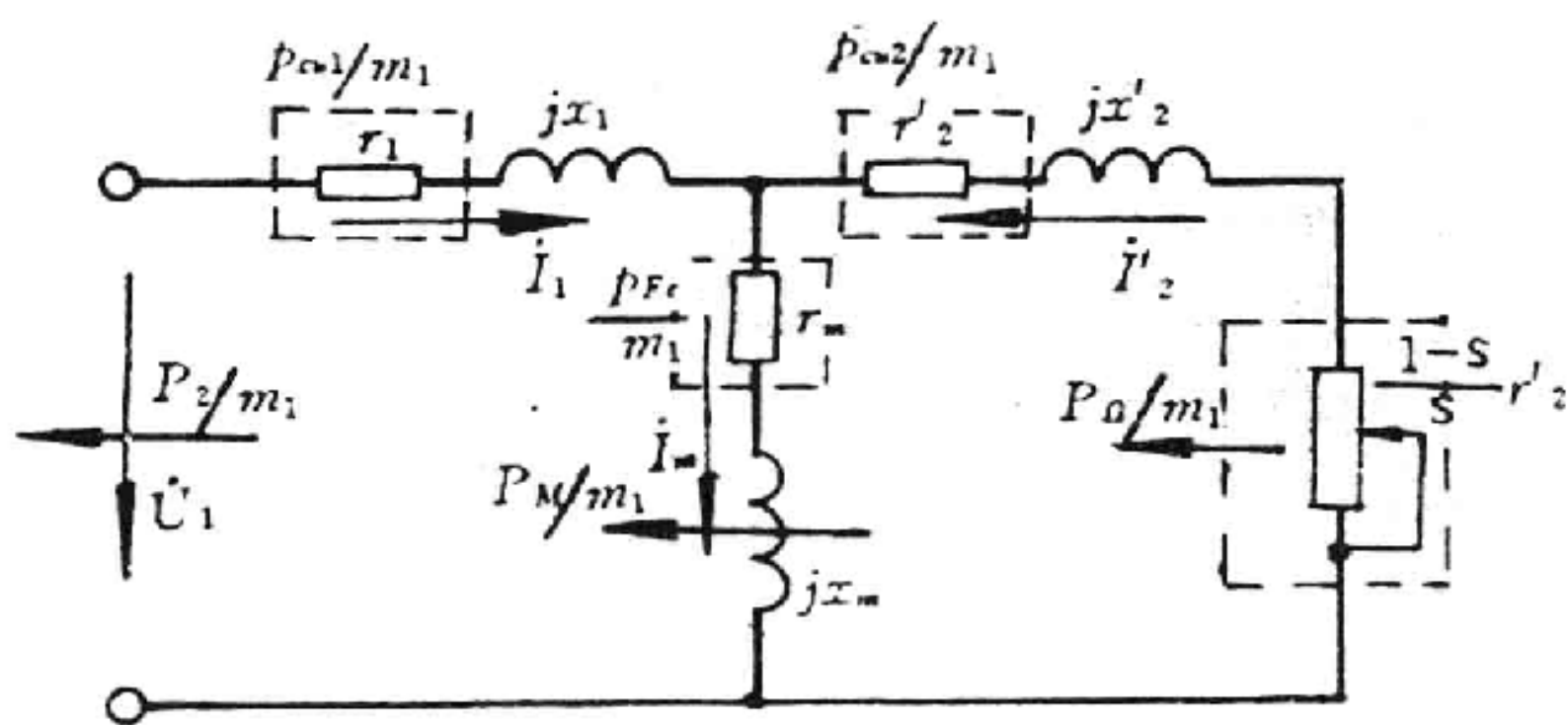


图20-2 异步发电机等效电路

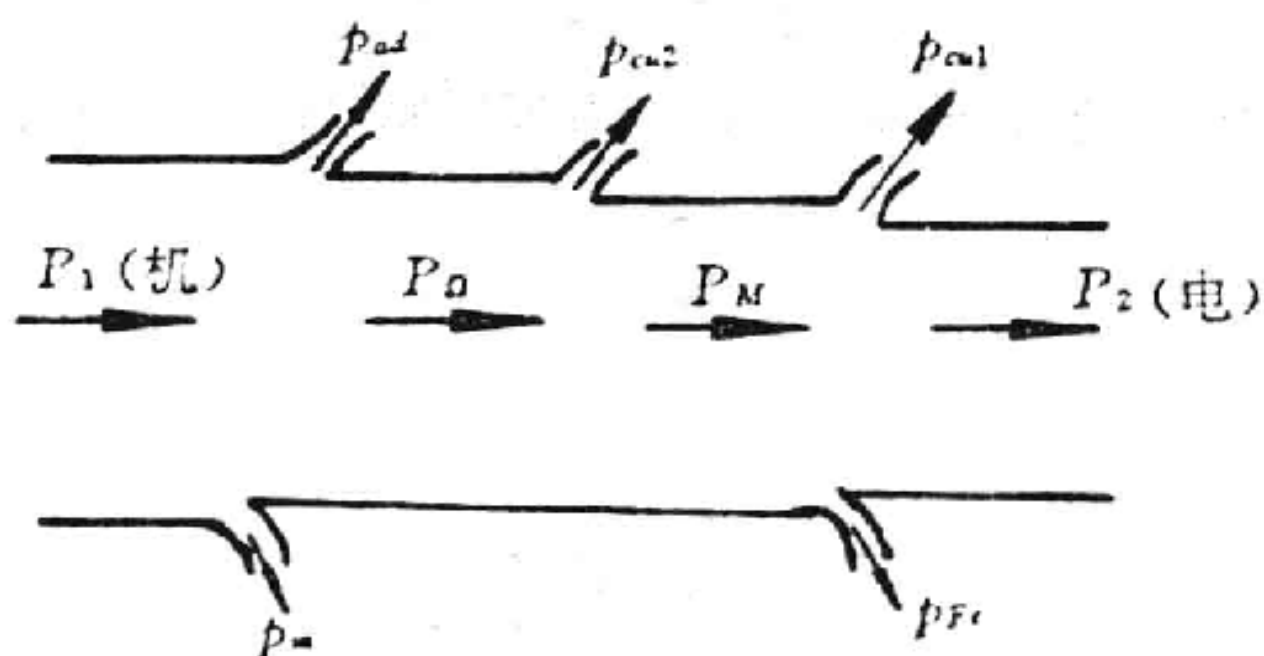


图20-3 异步发电机功率流程图

式中 $T_1 = \frac{P_1}{\Omega}$ —— 原动机的输入机械转矩;

$T_M = \frac{P_0}{\Omega}$ —— 电磁转矩;

$T_0 = \frac{p_m + p_{ad}}{\Omega}$ —— 空载转矩。

式(20-8)即为异步发电机的转矩平衡方程式。在发电机运行状态, 电磁转矩的方向与电机转向相反, 起制动作用。它的 T_M-s 曲线如图17-4中所示。

二、异步发电机的运行

异步发电机有两种运行方式, 一种是与电网并联运行, 另一种是单独运行。

1. 与电网并联运行

这是异步发电机最简单的运行方式。首先由原动机将电机拖动至同步速或接近于同步速, 并且使转子旋转方向和定子旋转磁场方向一致, 即可投入电网, 然后提高原动机转速使 $n > n_1$, 即成为异步发电机运行。此时转子运行的转速为

$$n = n_1(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 + |s|) \quad (20-9)$$

定子绕组的电动势和电流频率决定于电网的频率 f_1 , 而与转差率 s 无关。当然, 定子电流的大小和相位与 s 是有关的。

异步发电机与同步发电机比较：

(1)同步发电机可以发出感性无功,供给电网中感性负载所需的无功功率。而异步发电机要从电网吸收感性无功功率来激磁和供给定、转子的漏抗无功,使电网的功率因数下降。单就前一项需要说,一般大、中型异步发电机当电压为额定值时,激磁电流 $I_m \approx (20 \sim 25)\% I_N$,因此所需无功达到发电机容量的20~25%,而同步发电机励磁容量还不到额定容量的1%,这是异步发电机最大的一个缺点。

(2)异步发电机的优点是并入电网方便,易于采用自动控制,运行时对转速设有严格的要求,其次造价低廉,运行可靠。维修方便。在短路故障时,异步发电机将失去激磁,不会供出大的稳态短路电流。

根据异步发电机的特点,一般只适用于小容量水电站及风力发电站中。

2. 单独运行

异步发电机更多是用于农村、山区、牧场、输电网不能达到的地方,此时异步发电机必须单独运行。这就遇到如何供给发电机激磁的问题。而电容器可以发出感性无功电流,所以可以在定子绕组端接一组电容器,如图20-4所示。这种电机称为自激异步发电机。

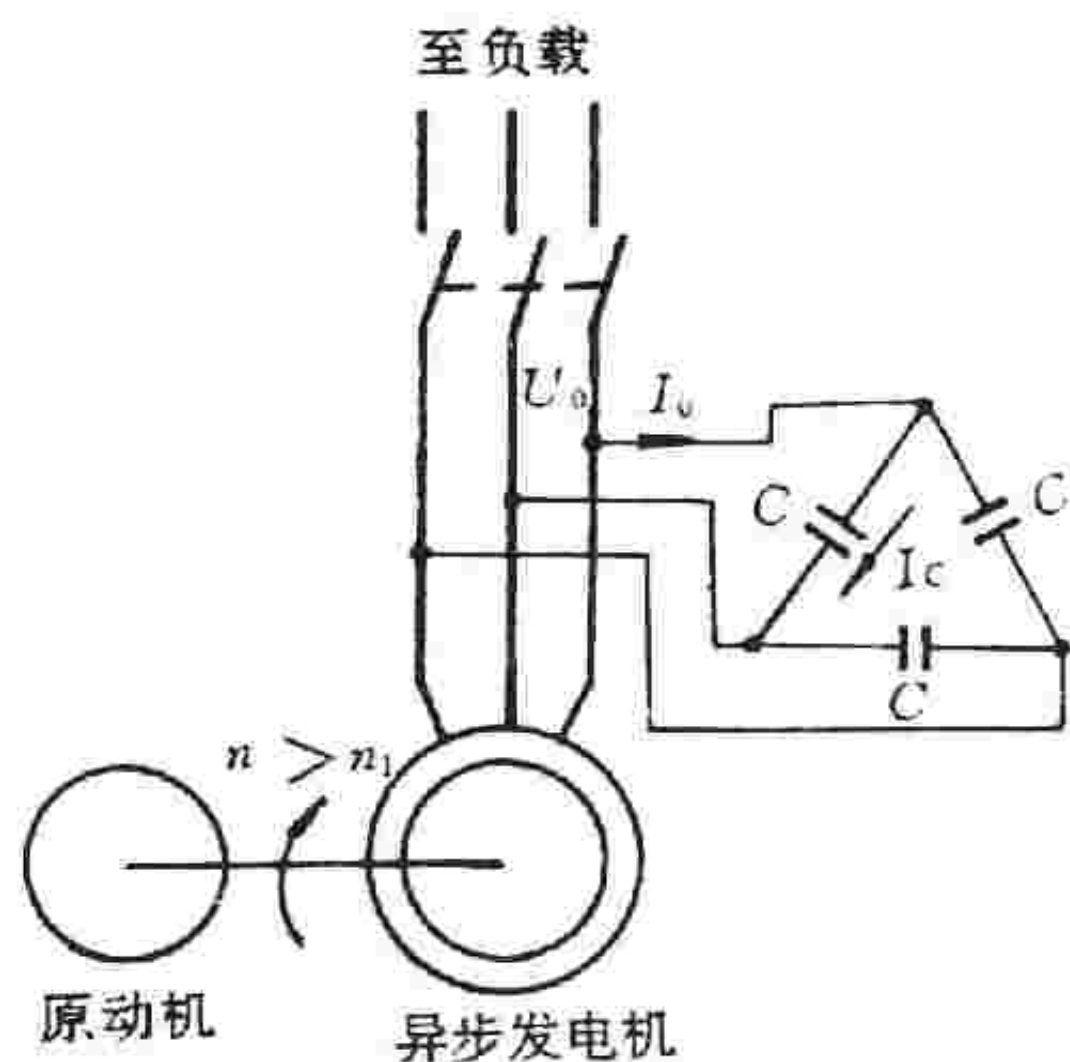


图20-4 自激异步发电机

异步发电机要能自激,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充电几秒钟来获得剩磁。当原动机带动转子旋转后,剩磁 Φ_r 便在定子绕组中感应出剩磁电动势 $\dot{E}_r$,它滞后于剩磁 $\Phi_r 90^\circ$,电动势 $\dot{E}_r$ 加在电容器上,使定子绕组流过超前于 $\dot{E}_r$ 以 90° 的电容电流 $\dot{I}_c$,因而 $\dot{I}_c$ 与 $\dot{\Phi}_r$ 同相位,如图20-5(a)所示, $\dot{I}_c$ 通过定子绕组便产生磁通 $\dot{\Phi}_c$,从图可见, $\dot{\Phi}_c$ 与 $\dot{\Phi}_r$ 同相位,说明电容电流产生的磁通方向与剩磁磁通方向一致,从而使气隙中磁通量增加,随之定子绕组中的感应电动势跟着升高,

它又将引起电流、磁通的继续增加,这样一直达到稳定的电动势值 $\dot{E}_1$ 为止。

自激过程到什么时候才能达到稳定呢?异步发电机的端电压 U_0 与 I_0 的关系既要满足异步电机空载曲线的关系,还要满足电容器上端电压与电流 I_0 的关系,若电容器为三角形接法,则

$$I_0 = \sqrt{3} I_c = \frac{\sqrt{3} U_0}{x_c} = \frac{\sqrt{3} U_0}{\frac{1}{\omega_1 c}} = \sqrt{3} U_0 \omega_1 c \quad (20-10)$$

当 $\omega_1 c$ 一定时, I_0 与 U_0 成直线关系,如图20-5(b)中所示。该直线称为电容线,它与横坐标的夹角为 $\alpha = \tan^{-1} \frac{U_0}{I_0} = \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{3} \omega_1 c}$ 。由此可知,电容线与空载特性的交点即为稳定电压的点。

当电容值不同时,电容线角度 α 也不同,它与空载特性的交点也不同,所以我们可以调节电容量的大小来调节发电机的端电压。此外,若提高转子转速,则空载特性往上移,也可提高发电机的端电压。

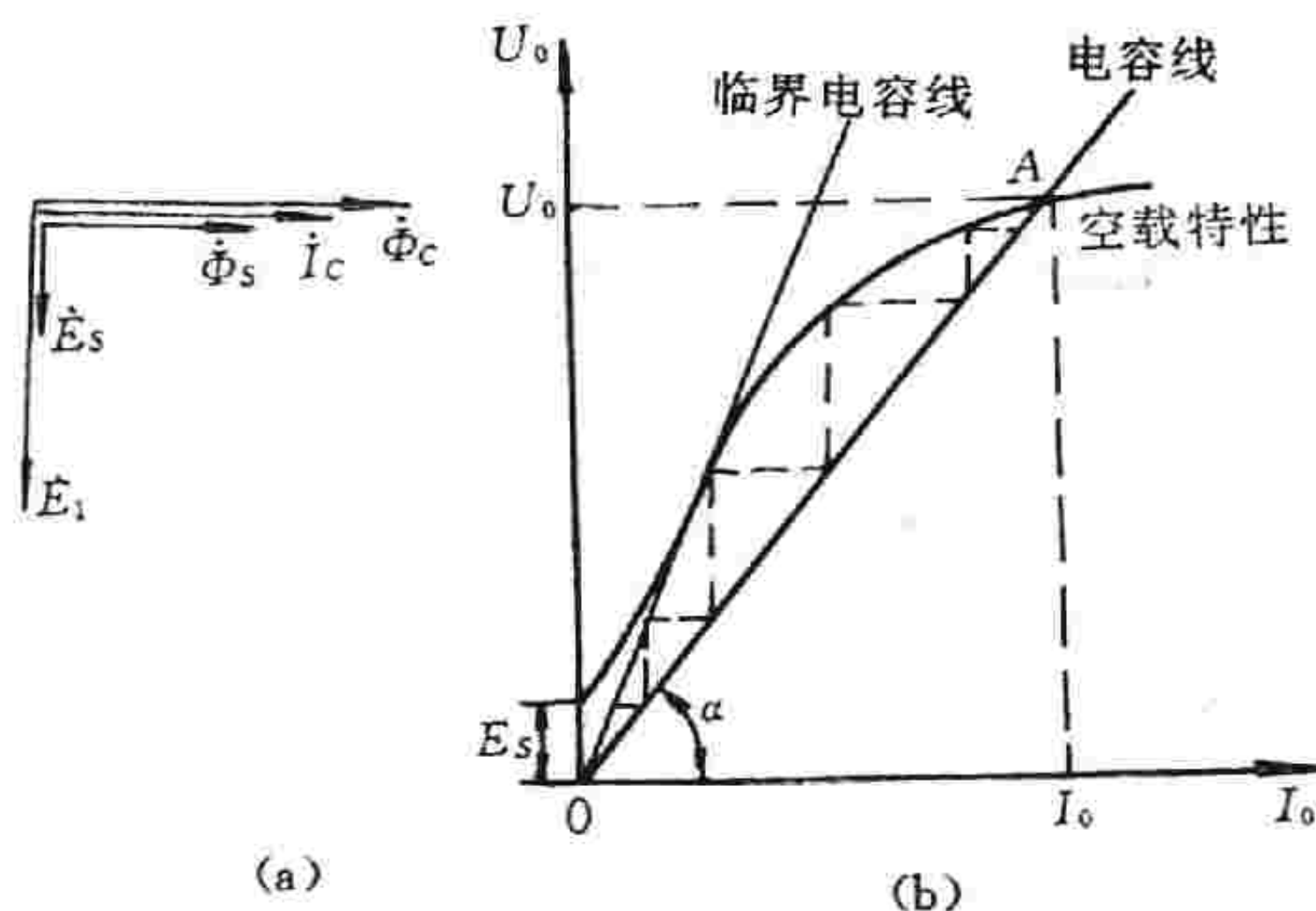


图20-5 异步发电机的自激过程

在转速一定的条件下,电容值的调节有一定的限度,若电容值小到电容线与空载特性相切,则不能建立稳定的电压,此时之电容线称为临界电容线(见图20-5(b)),此时之电容值称为临界电容值。

由此可知,异步发电机的自激条件是:

- (1) 转子有剩磁;
- (2) 在一定的转速下,所接电容值必须大于临界电容值。

自激异步发电机的频率决定于负载的大小和原动机的特性。空载时,由于转差率 $s \approx 0$,频率差不多就决定于转子转速,即

$$f_1 = \frac{pn_1}{60} \approx \frac{pn}{60}$$

式中 n_1 ——气隙旋转磁场的转速。

负载运行时,要想维持自激异步发电机的端电压和频率不变,必须采取如下措施:

- (1) 当负载增加时,转差率 $|s|$ 会增大,要维持频率 f_1 不变,就必须相应地提高转子的转速。
- (2) 当负载增加时,需要补偿负载所需要的感性无功电流(一般负载多为感性)以及补偿定、转子的漏抗无功电流。因此由外接电容器所产生的容性电流必须相应地增加,也就是要相应地增加电容的数值。

如果不能满足上述的第一个要求,负载增加,频率就要下降,即 n_1 下降了。于是,空载特性随着降低,又由于电容的容抗 $\frac{1}{\omega_1 C}$ 增大,减小了电容电流,使电容器向电机供应的激磁电流减小,这都会使建立的端电压下降,严重时,异步发电机一带负载,端电压就等于零了。如果不能满足上述第二个要求,当负载增加时,消耗在感性负载和漏抗上的无功随着增加,使电容器供给的激磁电流减小,端电压下降,严重时会导致电压消失。

自激异步发电机,一般用笼型结构,因为它结构简单,运行可靠。由于它需要价格较高且较笨重的电力电容器,并且运行时又必须随时跟着负载变化来调节接入的电容器,使它的应用受到很大的限制。

§ 20-2 异步电机的制动运行

制动运行是指电机产生的电磁转矩和转子的旋转方向相反的运行状态。在电力拖动中,经常要求异步电机能够处于制动状态运行。例如,快速停车,由正转快速变成反转,或者在拖动过程中,电动机以一定的转速工作在制动状态。

异步电机有三种制动方法:

- (1)反接制动(*plug braking*);
- (2)回馈制动(*regenerative braking*);
3. 能耗制动(*dynamic braking*)。

现分别介绍如下。

一、反接制动

异步电机运行时,如果转子的转向与气隙旋转磁场的转向相反,这种运行状态称为反接制动。实际上,这种情况的转差率 $s > 1$ 。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异步电动机的定子三根供电线任意两根对调,则改变了定子电流相序,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,于是电机立即进入电磁制动状态,对转子产生制动作用。为了使反接时电流不致过大,若为绕线转子异步电动机,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,必须立即切断电源,否则电动机将向相反方向旋转。

2. 正接反转

当绕线转子异步电动机拖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作电动机运行时的接法(即所谓正接),而在转子回路串入较大的电阻来使转子反转。其原理和在转子回路串入电阻调速一样。当串入的转子电阻逐渐增大时,转子转速将逐渐减小至零,其运行点如图20-6中的 $a \rightarrow b \rightarrow c$ 所示。此时若继续增加转子电阻,则转子开始反转,例如运行点 d 。由于电磁转矩方向并不改变,而转子反转, $s > 1$,电机处于制动状态,从而保证了重物以较低的速度下降,而不致把重物损坏。显然,重物下降的速度可以用调节串入转子回路的电阻来控制。

不论是正转反接还是正接反转,由于 $s > 1$,其机械功率

$$P_{\Omega} = m_1 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2' < 0$$

它表示异步电机的机械功率是从轴上输给电机的。从定子传给转子的电磁功率

$$P_M = m_1 I_2^2 \frac{r_2'}{s} > 0$$

转子回路的铜耗

$$p_{\Omega 2} = m_1 I_2^2 r_2' = P_M - P_{\Omega} = P_M + |P_{\Omega}|$$

可见,当异步电机反接制动时,除了从电源吸收电功率外,还要从轴上吸收机械功率,这些功率都消耗在转子回路里。

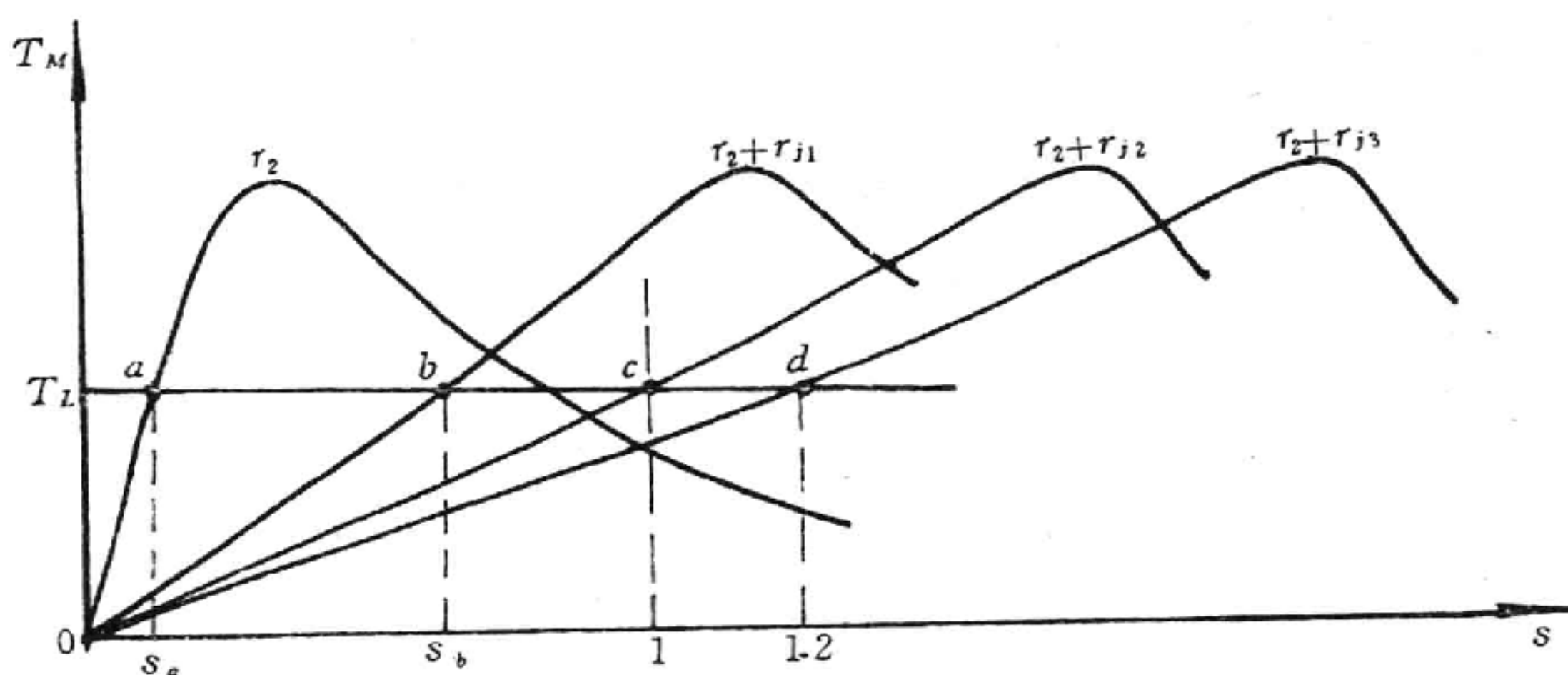


图20-6 绕线转子异步电动机正接反转的反接制动

二、回馈制动

回馈制动又称发电机制动,主要用于变极调速的电动机。当电动机从少数极变换到多数极的过程中,由于同步转速突然降低,于是转子转速暂高于同步速,成为发电机运行,此时的电磁转矩与转向相反,起制动作用,使电动机的转速降低,最后在多极数的电动机状态下运行。由于制动过程中运行于发电机状态,它把从轴上吸收的机械能转变为电能回馈给电网。

三、能耗制动

将正在运行的异步电动机的定子绕组从电网断开,而接到一直流电源上,由直流电流励磁而在气隙中建立一恒定磁场。于是转子绕组切割这一磁场产生感应电动势和电流,该电流和磁场作用产生的转矩起制动作用。这时转子的动能全部变换成电能消耗在转子回路的电阻上,故称能耗制动。能耗制动多用来使异步电动机迅速停车。

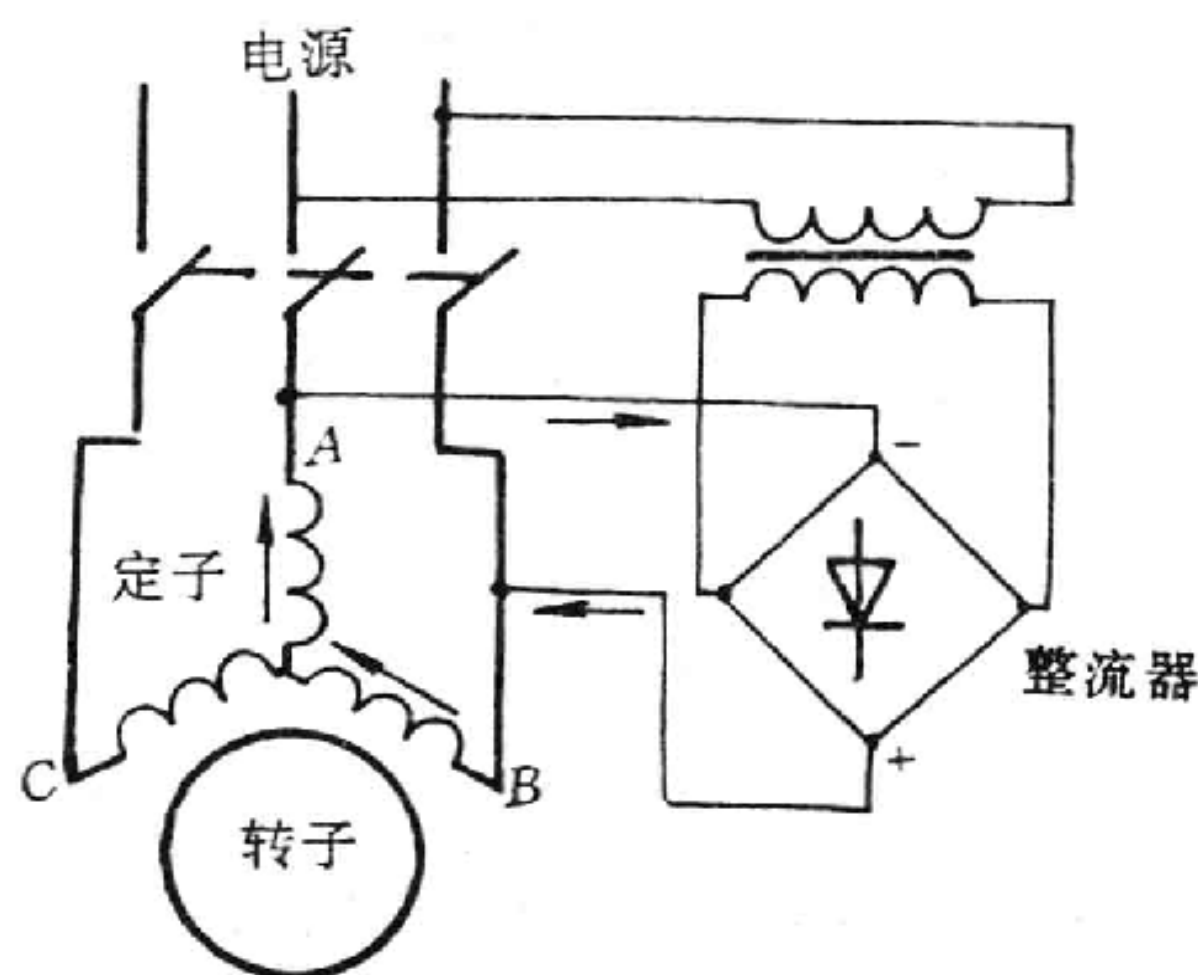


图20-7 异步电动机的能耗制动

图20-7是能耗制动的一个典型线路图,在制动时,定子两相绕组接成串联,由整流器供给直流励磁。调节该励磁电流或改变绕线转子回路中的附加电阻可以控制制动转矩的大小。

§ 20-3 移相器和感应调压器

一、移相器(phase shifter)

移相器的结构和绕线转子异步电机一样,它的定子绕组和转子绕组都是三相的。所不同的是移相器的转子被一套蜗轮、蜗杆卡住,不能自由旋转,只能按需要转动一定的角度,用它来调节输出电压对电源电压的相位。

移相器的接线原理图如图20-8(a)所示。定子三相绕组作为原边接电源,转子三相绕组作为副边经滑环接负载。图20-8(b)为一相情况。

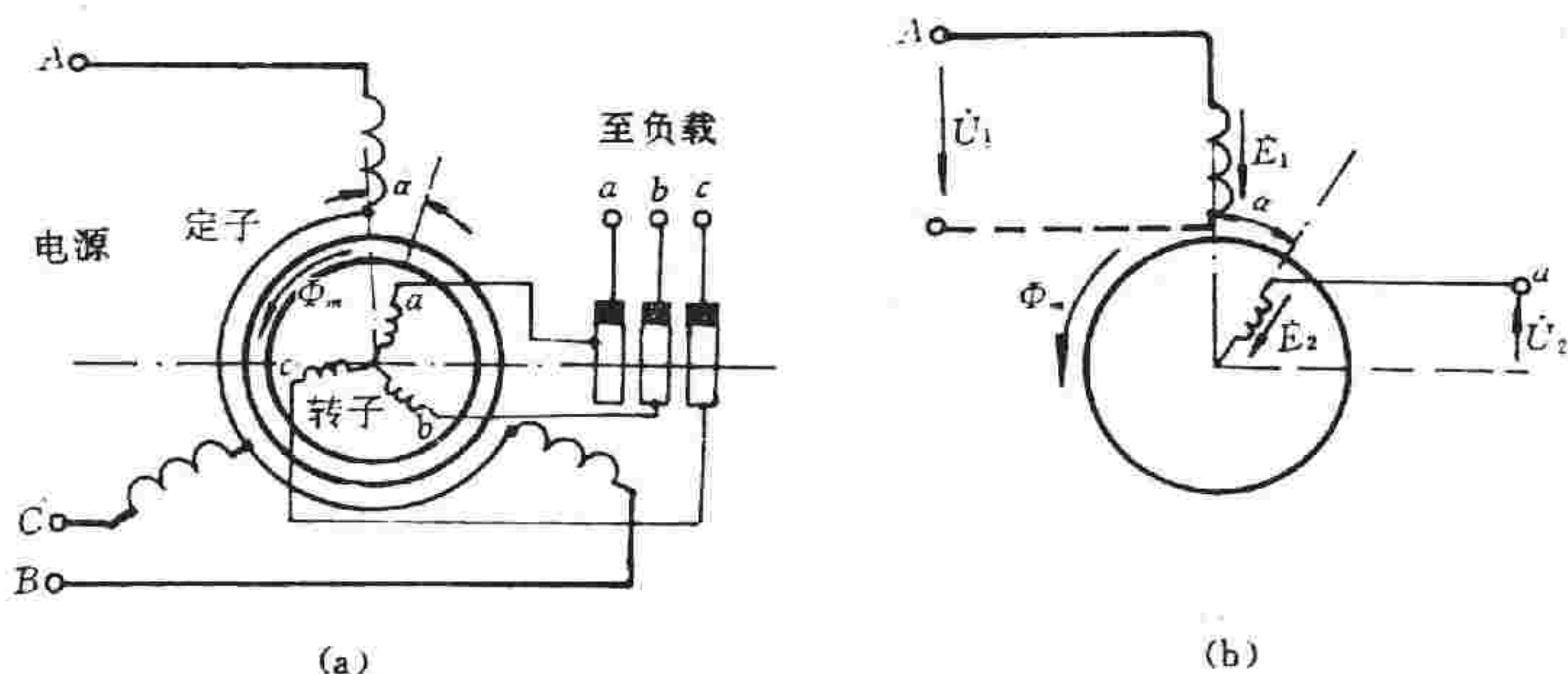


图20-8 移相器

当定子绕组接到电源后,电源供给一励磁电流在气隙里产生一旋转磁场,该旋转磁场在定、转子绕组里感应电动势 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$,其大小分别与各绕组的有效匝数成正比,而其相位取决于定、转子之间的相对位置。例如,当转子逆着旋转磁场移动一个 α 电角度时,电动势 $\dot{E}_2$ 便超前 $\dot{E}_1$ 以 α 时间电角度。若忽略漏阻抗压降,则可以得到原、副边端电压的关系为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &\approx -\dot{E}_1 \\ \dot{U}_2 &\approx \dot{E}_2 = \frac{\dot{E}_1}{k_e} e^{j\alpha} \approx -\frac{\dot{U}_1}{k_e} e^{j\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (20-11)$$

式中 k_e 为定、转子绕组的有效匝比。图20-9画出了它们的相量图。

可见,移相器副边的端电压,其值大致不变,与原边电源电压维持一定的变比关系。它的相位取决于转子位置角 α ,调节转子的位置即可改变输出电压 $\dot{U}_2$ 的相位。 $\dot{U}_2$ 相量末端随 α 角度变化的轨迹,如图20-9中的虚线圆所示。

移相器在实验室和实验装置中被广泛地采用,如用来校验电力表、相位计和继电器等。

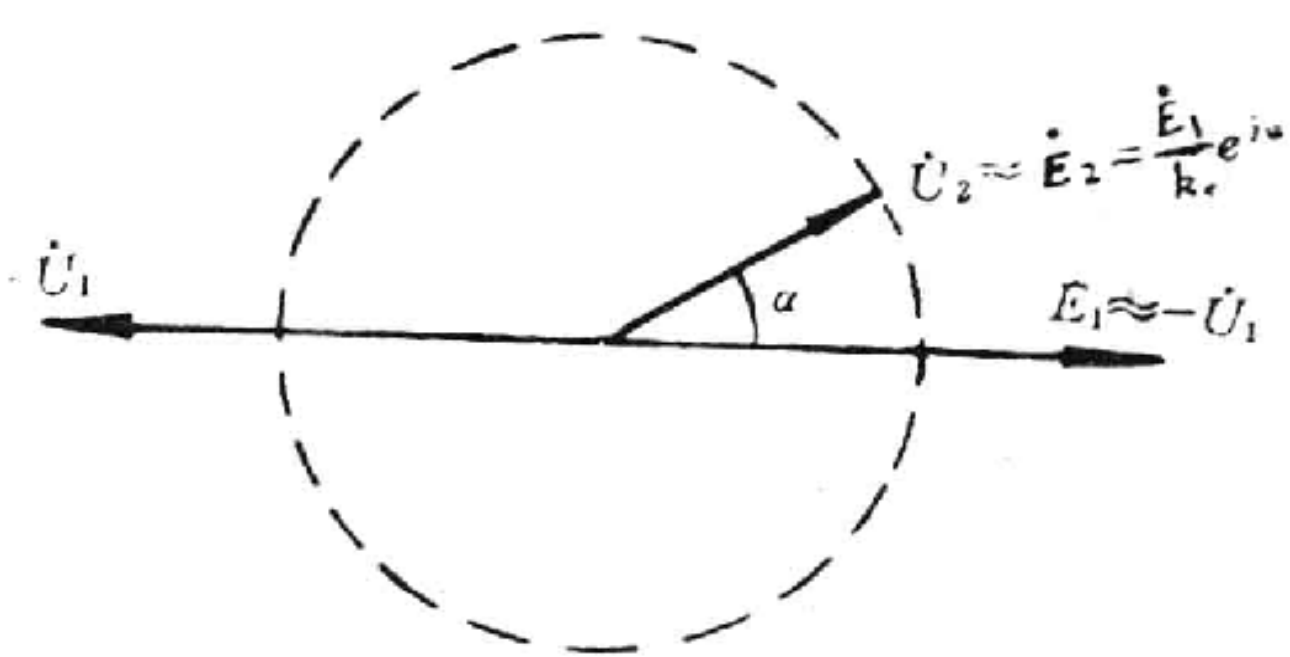


图20-9 移相器的电动势相量图

二、感应调压器 (induction voltage regulator)

感应调压器也是一台转子被蜗轮、蜗杆卡住的绕线转子异步电机, 转子可由外力在一定角度内任意偏转。它的定子绕组与转子绕组除了有磁的联系外, 还有电路上的联系, 如同自耦变压器原、副绕组那样。感应调压器一般也是三相的, 为了连线方便, 将转子绕组作为原边接至电源, 而定子绕组作为副边输出, 如图20-10(a)所示。图(b)是一相的情况, 其中标出了电动势和电压的正方向。

原边接至电源后, 激磁电流产生的气隙旋转磁场在定、转子绕组里感应电动势 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$, 在忽略漏阻抗压降的情况下

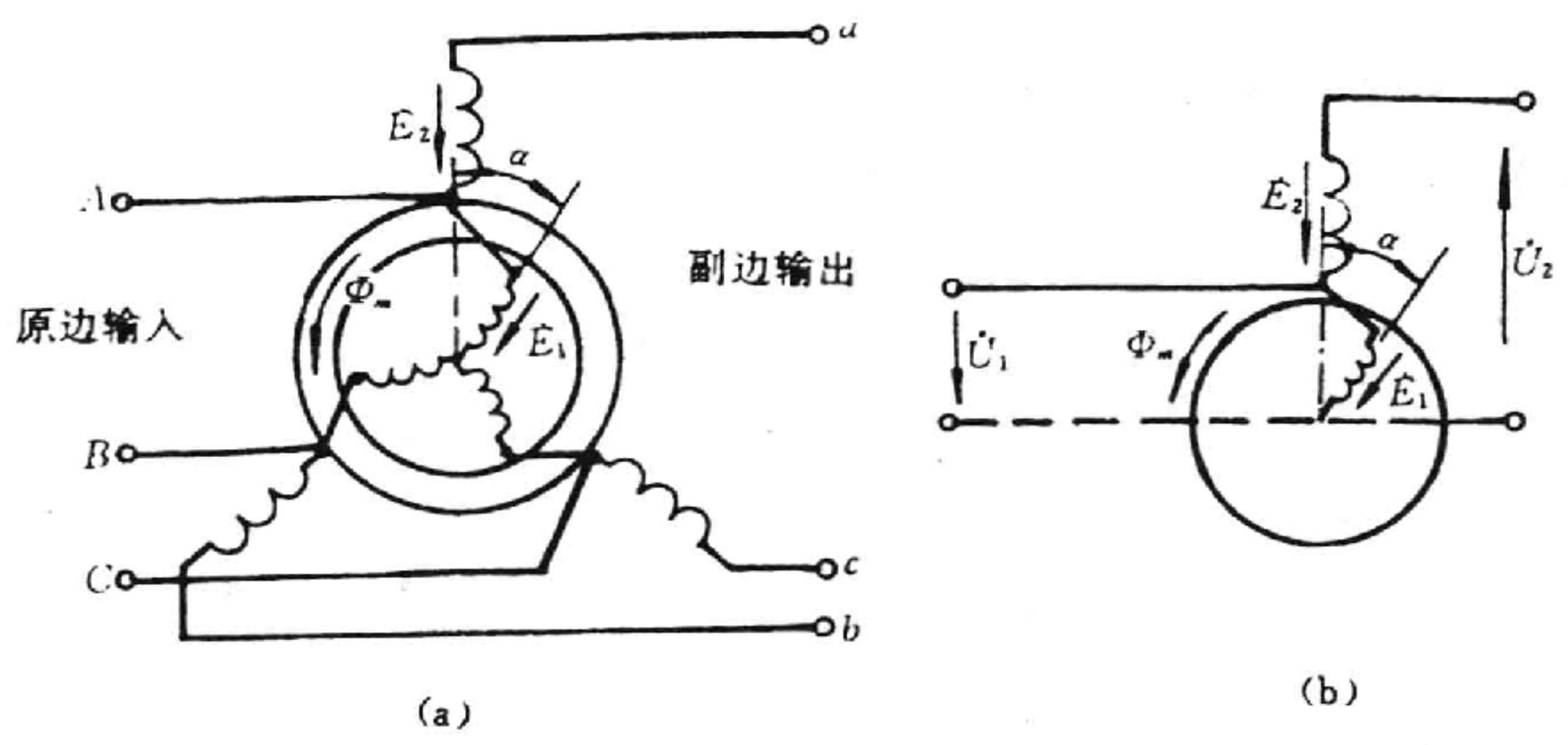


图20-10 感应调压器

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &\approx -\dot{E}_1 \\ \dot{U}_2 &\approx \dot{E}_1 + \dot{E}_2 = \dot{E}_1 + \frac{\dot{E}_1}{k_e} e^{-j\alpha} \approx -\dot{U}_1 \left(1 + \frac{1}{k_e} e^{-j\alpha} \right) \end{aligned} \right\} \quad (20-12)$$

移动转子改变 α 角, 即可调节副边电压 U_2 的大小, 相量图如图20-11所示。输出电压范围为:

$$\alpha = 0^\circ \quad U_{2\max} \approx E_1 + E_2 = U_1 \left(1 + \frac{1}{k_e}\right)$$

$$\alpha = 180^\circ \quad U_{2\min} \approx E_1 - E_2 = U_1 \left(1 - \frac{1}{k_e}\right)$$

一般情况下,输出电压的大小为

$$U_2 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\cos\alpha} \approx U_1 \sqrt{1 + \frac{1}{k_e^2} + \frac{2}{k_e}\cos\alpha} \quad (20-13)$$

一般把感应调压器设计成 $k_e = 1$ 。此时

$$U_{2\max} = 2U_1$$

$$U_{2\min} = 0$$

$$U_2 = U_1 \sqrt{2(1 + \cos\alpha)}$$

所以三相感应调压器输出电压可在 $0 \sim 2U_1$ 范围内平滑地调节。

必须注意,这种感应调压器,当输出电压的大小改变时,它相对于电源电压的相位也发生变化。

感应调压器的重量、励磁电流和损耗比同容量的自耦调压器大,但是它没有滑动触头,运行比较安全可靠,所以它常用在电网和实验室中。

小 结

在规定正方向不变的情况下,异步发电机的基本方程式和等效电路与异步电动机的相同,只是由于在发电机运行状态时, $s < 0$, 使转子电流的相位发生变化,因而使发电机运行时的相量图与电动机运行时有较大差别。由于异步发电机必须有感性无功电流来激磁,因此它的运行方式有两种,一种是与电网并联运行,由电网提供激磁电流;另一种是单独运行,它靠外接电容器,由发电机发出的容性电流来激磁。

异步电机的制动运行是指电机产生的电磁转矩和转子转向相反的运行状态,它包括反接制动、回馈制动和能耗制动三种。

移相器和感应调压器实质上是静业的异步电机,它是利用改变转子位置来调节输出电压的相位和大小的。

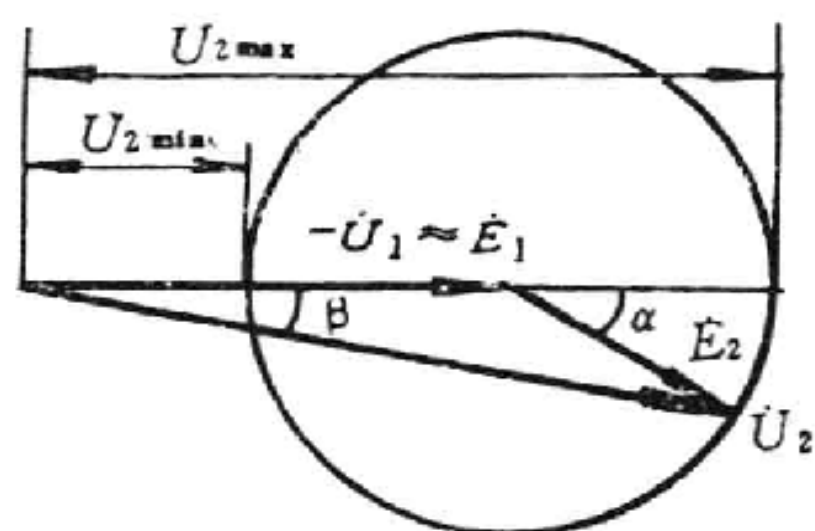


图20-11 感应调压器相量图

第二十一章 不对称电压下三相异步电动机的运行及单相异步电动机

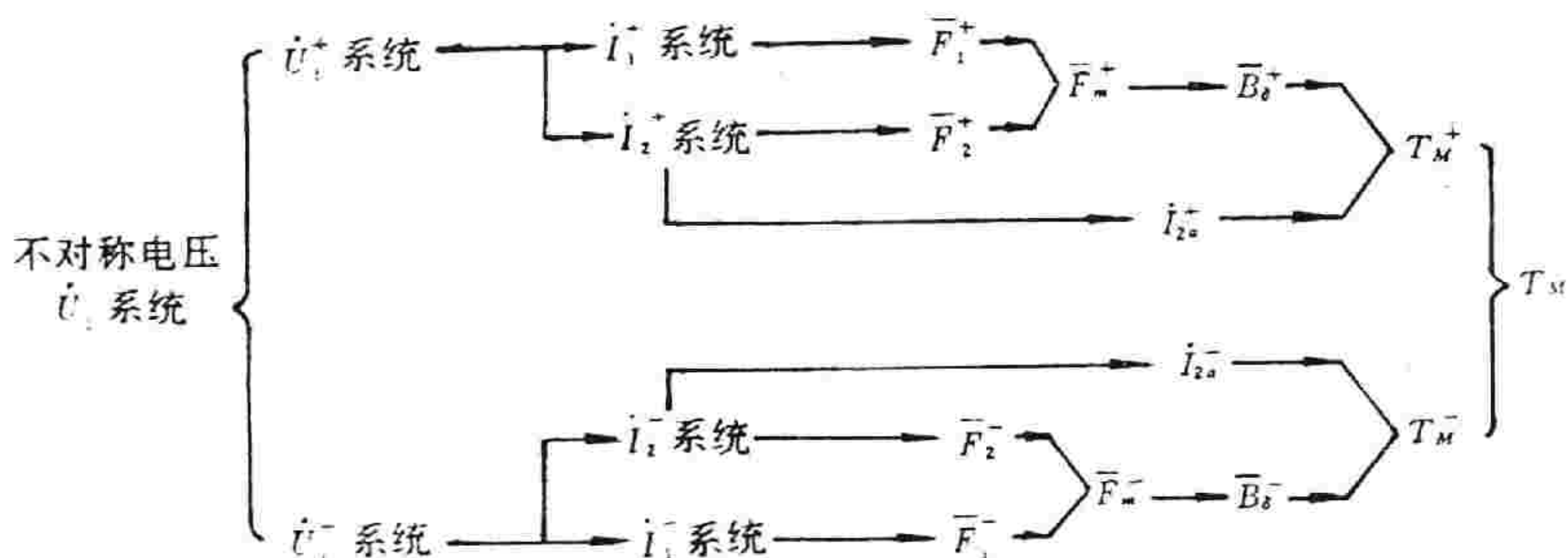
本章重点内容: 1. 了解三相异步电动机在不对称电压下运行的物理情况及后果。
2. 了解单相异步电动机的基本运行原理及起动方法。

§ 21-1 不对称电压下三相异步电动机的运行

在实际运行中, 电源电压一般总是对称的, 但在电网有很大的单相负载(例如电气机车、电炉、电焊机等负载)时, 以及在电网发生故障的情况下, 电源电压就可能发生不对称现象, 此时, 对连接在该电网上的异步电动机的运行将产生影响。

分析三相异步电动机在不对称电压下的运行情况, 可采用对称分量法。由于异步电动机一般没有中线, 所以不论定子绕组接成Y形还是 Δ 形, 在电机内不存在零序电流、零序电压和零序磁场。于是我们只需对正序和负序两个对称系统进行分析。

在电压分解中, 取分量中大的电压作为正序电压 $\dot{U}_1^+$, 小的作为负序电压 $\dot{U}_1^-$ 。异步电动机在三相对称正序电压 $\dot{U}_1^+$ 系统作用下, 由定、转子正序电流 $\dot{I}_1^+$ 和 $\dot{I}_2^+$ 系统产生的合成磁动势 $\bar{F}_m^+$, 将在气隙中建立正序的旋转磁场 $\bar{B}_\delta^+$, 而由转子电流的有功分量 $\dot{I}_{2a}^+$ 与 $\bar{B}_\delta^+$ 相互作用产生正序电磁转矩 T_M^+ 。同样, 电动机在三相对称负序电压 $\dot{U}_1^-$ 系统的作用下产生负序的 $\dot{I}_1^-$ 、 $\dot{I}_2^-$ 、 $\bar{F}_m^-$ 、 $\bar{B}_\delta^-$ 和 T_M^- 。电动机的总电磁转矩 T_M 为 T_M^+ 与 T_M^- 之和, 上述关系如下所示:



一、在正序电压下产生的转矩

在正序电压作用下, 定、转子绕组中产生正序电流, 此时异步电动机内部的旋转磁场和正序电流相互作用产生正向电磁转矩 T_M^+ , 使电机作为电动机运行。其等效电路与正常情况的一

样,如图21-1(a)所示。若定子每相绕组的正序电压为 $\dot{U}_1^+$, 不计正序激磁电流, 且令 $C=1$, 则定、转子每相正序电流为

$$\dot{I}_1^+ \approx -\dot{I}_2^+ = \frac{\dot{U}_1^+}{(r_1 + \frac{r_2'}{s^+}) + j(x_1 + x_2')} \quad (21-1)$$

式中 $s^+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = s$ 为相对于正序磁场的转差率。

其有效值为

$$I_1^+ = I_2^+ = \frac{U_1^+}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{s^+})^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

正向电磁转矩为

$$T_M^+ = \frac{m_1 p U_1^{+2} \frac{r_2'}{s^+}}{2\pi f_1 [(r_1 + \frac{r_2'}{s^+})^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (21-2)$$

二、在负序电压下产生的转矩

在负序电压 $\dot{U}_1^-$ 的作用下, 定、转子绕组中产生负序电流, 此时气隙中将产生一反转旋转磁场, 其转速为 $-n_1$, 转子相对于负序旋转磁场的转差率 s^- 为

$$\begin{aligned} s^- &= \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} \\ &= \frac{2n_1 - (n_1 - n)}{n_1} = 2 - s \end{aligned} \quad (21-3)$$

由于 $s^- > 1$, 所以此时电机内部的物理情况与异步电机在制动状态下运行一样, 其负序等效电路如图21-1(b)所示。若不计负序激磁电流, 可得定、转子每相负序电流为

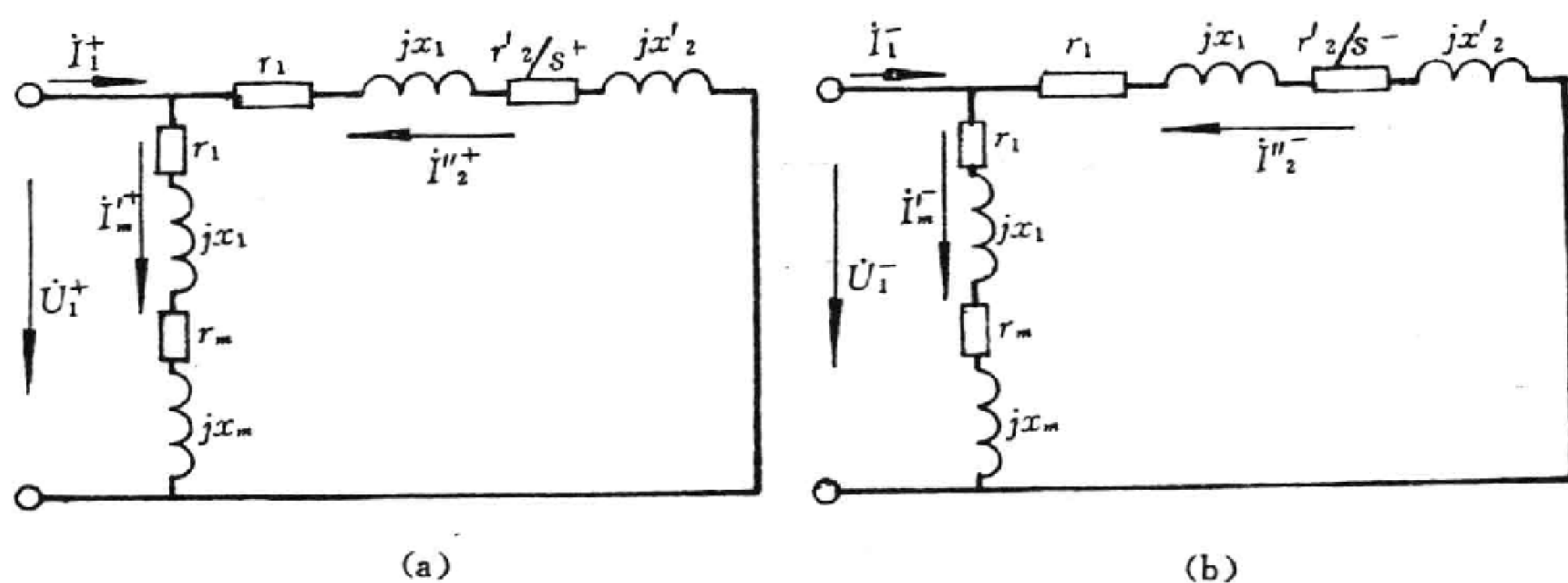


图21-1 异步电动机在不对称电压下的等效电路

$$\dot{I}_1^- \approx -\dot{I}_2^- = \frac{\dot{U}_1^-}{(r_1 + \frac{r_2'}{s^-}) + j(x_1 + x_2')}$$

$$= \frac{\dot{U}_1^-}{(r_1 + \frac{r_2'}{2-s}) + j(x_1 + x_2')} \quad (21-4)$$

其有效值为

$$I_1^- \approx I_2' = \frac{U_1^-}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{2-s})^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

反向电磁转矩为

$$T_M^- = \frac{-m_1 p U_1^{-2} \frac{r_2'}{2-s}}{2\pi f_1 [(r_1 + \frac{r_2'}{2-s})^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (21-5)$$

式中负号表示负序电流产生的电磁转矩 T_M^- 与正序电流产生的 T_M^+ 方向相反, 即 T_M^- 为制动转矩。 r_2' 、 x_2' 分别为对负序电流来说的转子每相电阻和漏抗的归算值。

通常 s^+ 甚小, 故 $s^- \approx 2$, 负序旋转磁场在转子中引起的电流频率 $f_2^- = s - f_1 \approx 2f_1$, 由于频率很高, 集肤效应使得负序情况下的转子电阻增大, 转子漏抗减小。尽管如此, 由于 s^+ 很小, $\frac{r_2'}{s^+}$ 仍比 $\frac{r_2'}{2}$ 大很多, 使得 $(r_1 + \frac{r_2'}{s^+}) \gg (r_1 + \frac{r_2'}{2})$, 再考虑到负序情况的转子漏抗要减小, 所以负序阻抗 $(r_1 + \frac{r_2'}{2}) + j(x_1 + x_2')$ 要比正序阻抗 $(r_1 + \frac{r_2'}{s^+}) + j(x_1 + x_2')$ 小得多, 因此在不大的负序电压下也会产生很大的负序电流。

三、异步电动机在不对称电压下运行的后果

定子中的实际电流是正序和负序电流的相量和, 电动机的电磁转矩为正向转矩和反向转矩的合成, 即

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_1^+ + \dot{U}_1^- \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_1^+ + \dot{I}_1^- \\ T_M &= T_M^+ + T_M^- \end{aligned} \right\} \quad (21-6)$$

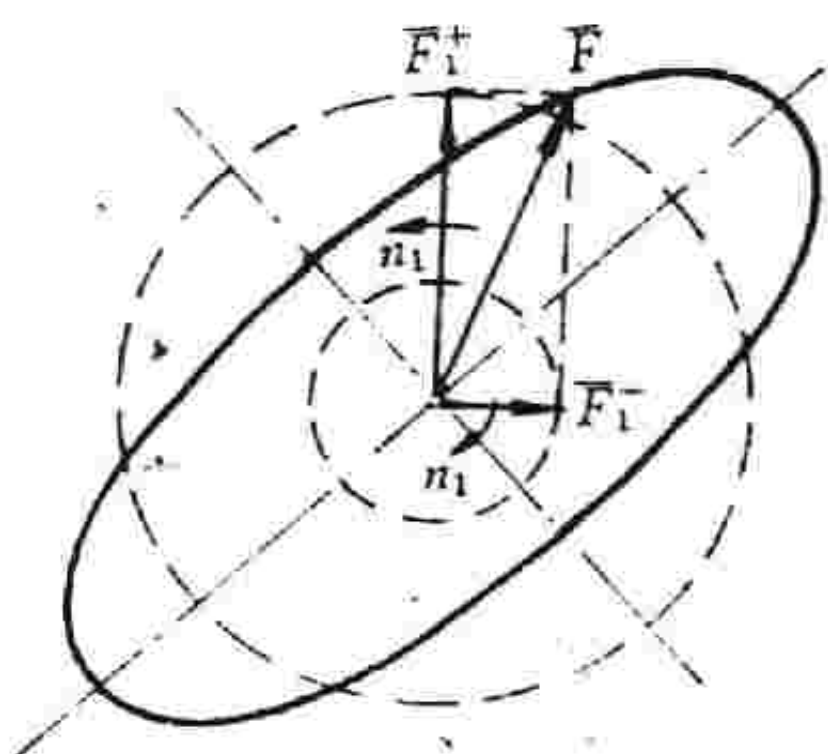


图21-2 椭圆形旋转磁动势

电机在对称情况下运行时, 电机内是一个均匀的圆形旋转磁场, 其电磁转矩为恒值。在不对称情况下运行时, 由于存在一个正序旋转磁动势 $\bar{F}_1^+$ 和一个负序旋转磁动势 $\bar{F}_1^-$, 只要把不同瞬间的 $\bar{F}_1^+$ 和 $\bar{F}_1^-$ 相加, 即可得到合成磁动势 $\bar{F}$ 的轨迹, 显然, 它是一个椭圆形旋转磁动势, 如图21-2所示。由此可知, 电动机在不对称电压下运行时, 由于负序电流的存在, 电机内部是一个椭圆形的旋转磁场。因此电机的电磁转矩也

将相应变化而不是一个恒值, 因而引起电机振动、转速不均和电磁噪音。同时由于电机的合成转矩减小了, 起动性能和过载能力下降; 在负载不变的情况下, 电机的转差率将增加, 致使电机的功率因数和效率变坏, 严重时由于最大转矩的减少可能造成电机停转。其次, 由于负序电流

较大,电机的铜耗将增加。同时负序旋转磁场在转子中感应电流的频率较高 $f_2=2f_1$, 转子铁耗将显著增加。因此也将使电机效率降低,并可能发生过热。

综上所述,电动机在三相电压严重不对称情况下运行是不允许的。所以,规程规定:电动机在额定负载下运行时,相间电压的不对称度不得超过5%。

§ 21-2 单相异步电动机

单相异步电动机(*single-phase asynchronous motor*)工作时,只需单相交流电源供电,因此,它适用于只有单相电源的地方,如家用电器或医疗器械中得到了广泛的应用。与同容量的三相异步电动机相比较,单相异步电动机的体积大,运行性能差,因此一般只做成小容量的,自几瓦到几百瓦。

单相异步电动机的类型很多。它的定子铁心分为隐极式和凸极式两种。隐极式定子铁心和普通的三相异步电动机定子铁心相似;凸极式定子铁心上有凸出的磁极,在极靴的 $\frac{1}{3}$ 处开有一槽,槽内安放起动绕组,这种单相异步电动机又叫罩极电动机(*shaded pole motor*)。

单相异步电动机的定子上有两个绕组:一个称为工作绕组或主绕组(*main winding*),用以产生磁场和从电源输入电功率;另一个称为辅助起动绕组(*auxiliary starting winding*),它的作用是产生起动转矩,一般只在起动时接入,当转速达到同步速的70~80%时,靠离心开关或继电器将起动绕组从电源断开。所以正常运行时,只有一个主绕组接在电源上工作。罩极电机的起动绕组是一个铜环,它在起动和运行中,自身形成闭路。

单相异步电动机的转子是普通的笼型转子。

一、单相异步电动机的工作原理

单相异步电动机的定子绕组为单相绕组,可以把它看作一台多相异步电动机不对称运行的特殊例子。例如可以把它看成是一台三相异步电动机一相开路的情况,也可以看成是两相异步电动机一相开路情况。下面是把单相异步电动机看作为两相异步电动机不对称运行的特例来进行分析。

一两相对称绕组 a 和 b ,在空间相差 90° ,若通入两相对称电流,则要产生一圆形旋转磁场。此种电机称为两相异步电动机,它的方程式、相量图、等效电路和三相情况完全一样,只是两相的电压、电动势和电流相位相差 90° (三相为互差 120°)。现在若在两相绕组中通入一不对称电流 i_a, i_b ,则可用对称分量法把它们分解为正序分量 i_a^+, i_b^+ 和负序分量 i_a^-, i_b^- 。正序分量的相序为 $a \rightarrow b$,即有

$$i_b^+ = -j i_a^+ \quad (21-7)$$

负序分量的相序为 $b \rightarrow a$,即有

$$i_b^- = j i_a^- \quad (21-8)$$

根据式(21-7)、(21-8)和下式

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_a^+ + i_a^- \\ i_b &= i_b^+ + i_b^- \end{aligned} \right\} \quad (21-9)$$

可求出

$$i_a^+ = \frac{1}{2}(i_a + j i_b) \quad (21-10)$$

$$i_a^- = \frac{1}{2}(i_a - j i_b) \quad (21-11)$$

图21-3表示一台 b 相开路的两相异步电动机,实际上为一台单相异步电机。以 $i_b=0$ 代入式(21-10)、(21-11)得

$$i_a^+ = i_a^- = \frac{1}{2} i_a \quad (21-12)$$

所以

$$i_b^+ = -i_b^- = -j \frac{1}{2} i_a \quad (21-13)$$

其相量图如图21-4所示。

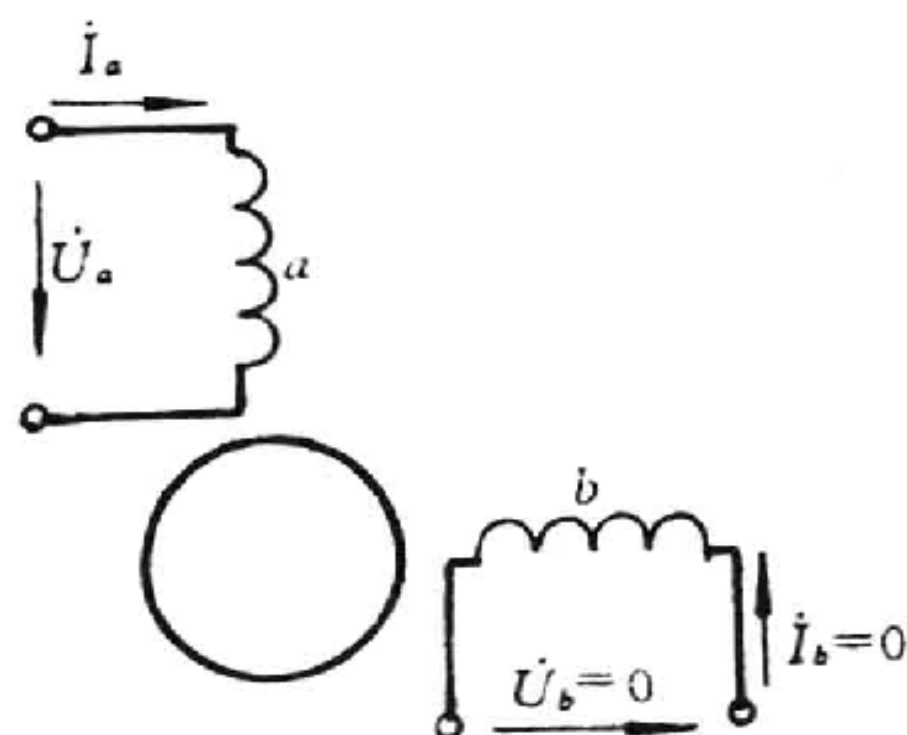


图21-3 单相异步电动机原理

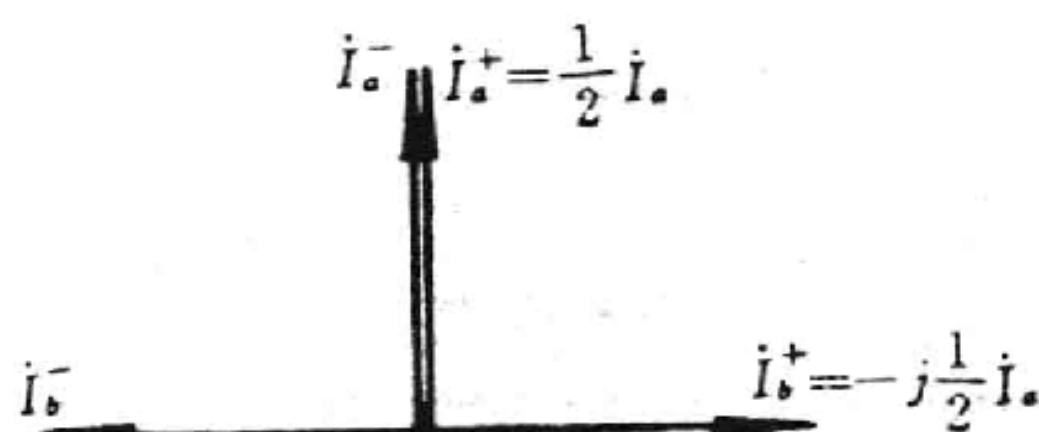


图21-4 正、负序电流相量关系

于是,一台单相异步电动机可以看作一台两相异步电动机通入正序电流产生的电磁现象和通入一负序电流产生的电磁现象的叠加,如图21-5所示。

1. 两相电机通入正序电流时情况

正序电流将在气隙中激励一正向旋转磁场,转子导条切割正序旋转磁场感应正序电动势和电流,从而产生正序电磁转矩。这种情况和三相异步电动机对称稳态运行情况完全一样。

正转旋转磁场相对于转子的转差率为

$$s^+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = s \quad (21-14)$$

其正序磁场在转子绕组感应的电动势频率为

$$f_2^+ = s f_1 \quad (21-15)$$

正序电流产生的电磁功率和电磁转矩分别为

$$P_M^+ = 2(I_2^+)^2 \frac{r_2'}{s} \quad (21-16)$$

$$T_M^+ = \frac{P_M^+}{\Omega_1} = \frac{2}{\Omega_1} (I_2^+)^2 \frac{r_2'}{s} \quad (21-17)$$

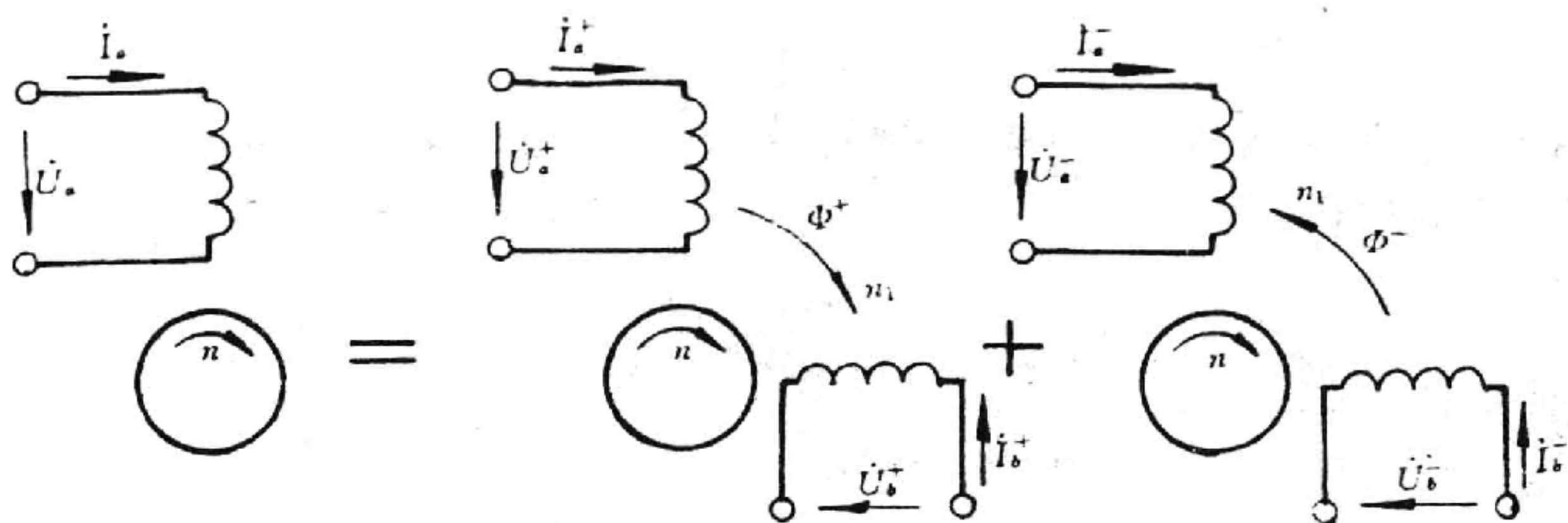


图21-5 单相异步电动机看作两台两相异步电动机

等效电路如图21-6(a)所示。

2. 两相电机通入负序电流情况

负序电流将在气隙中激励一反向旋转磁场,转子导体切割反转磁场感应负序电动势和电流,从而产生负序电磁转矩。

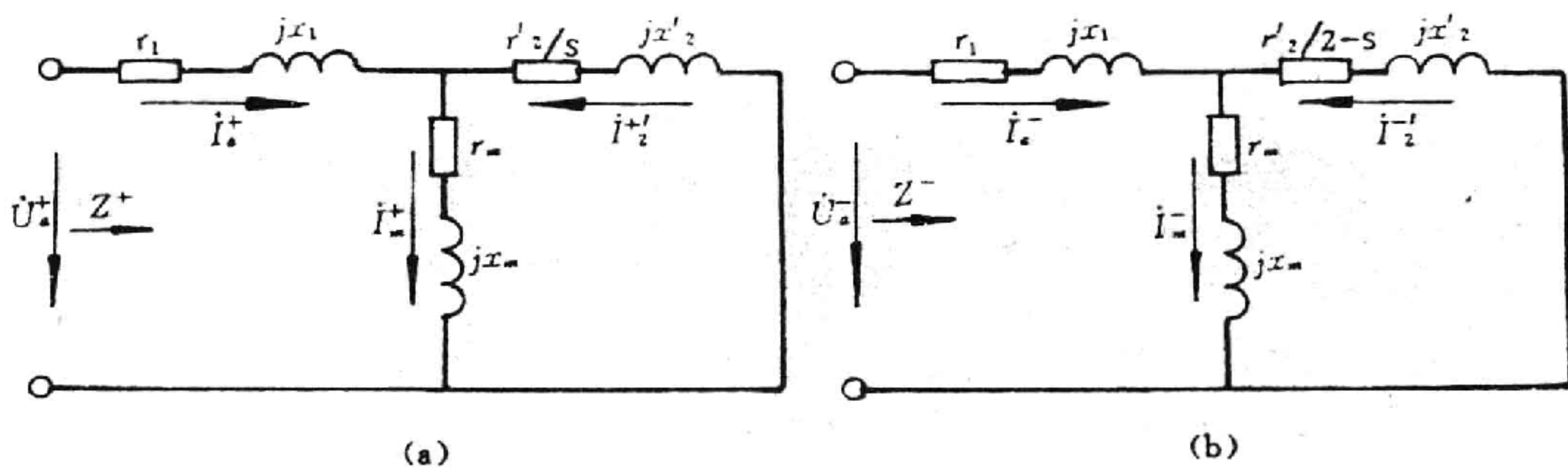


图21-6 正、负序等效电路

负序旋转磁场相对于转子的转差率为

$$s^- = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{2n_1 - (n_1 - n)}{n_1} = 2 - s \quad (21-18)$$

其负序磁场在转子绕组感应的电动势频率为

$$f_2^- = s^- f_1 = (2 - s)f_1 \quad (21-19)$$

负序电流产生的电磁功率和电磁转矩分别为

$$P_{\bar{M}} = 2(I_2^-)^2 \frac{r_2'}{2-s} \quad (21-20)$$

$$T_{\bar{M}} = \frac{P_{\bar{M}}}{-\Omega_1} = -\frac{2}{\Omega_1} (I_2^-)^2 \frac{r_2'}{2-s} \quad (21-21)$$

等效电路如图21-6(b)所示。

可见由负序电流产生的转矩 $T_{\bar{M}}$ 与正序电流产生的转矩 T_M^+ 方向相反,起制动作用。

所以单相异步电动机的总电磁转矩为

$$T_M = T_M^+ + T_{\bar{M}} = \frac{2}{\Omega_1} \left[(I_2^+)^2 \frac{r_2'}{s} - (I_2^-)^2 \frac{r_2'}{2-s} \right] \quad (21-22)$$

二、单相异步电动机的等效电路

由式(21-12)可知

$$i_+ = i_- = \frac{1}{2} i_s$$

设正序电流所遇到的阻抗为 Z^+ ; 负序电流所遇到的阻抗为 Z^- 。 Z^+ 、 Z^- 的等效电路如图21-6(a)、(b)所示。从而可写出正序和负序方程式:

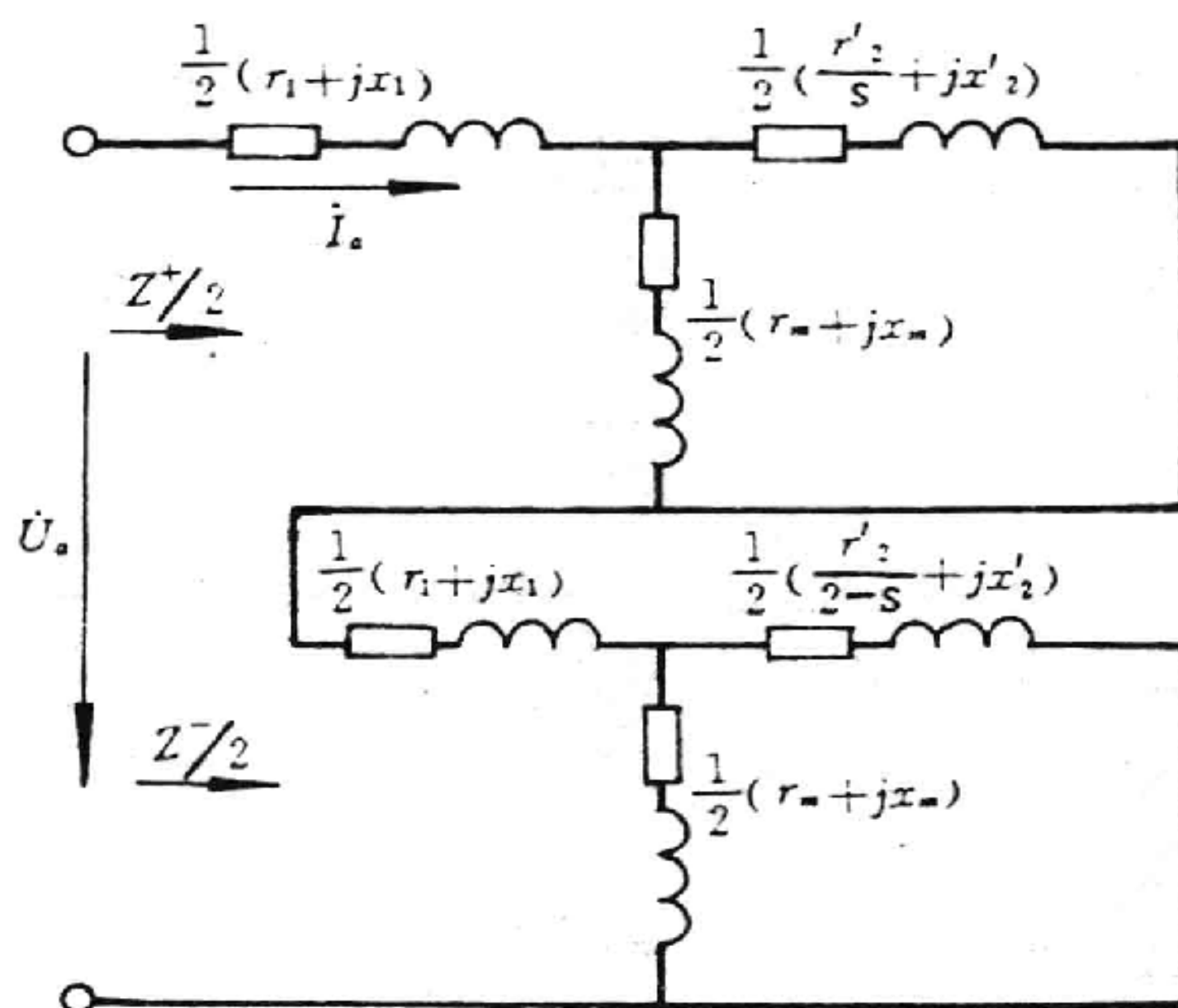


图21-7 单相异步电动机等效电路

$$\dot{U}_s^+ = \dot{i}_s^+ Z^+$$

$$\dot{U}_s^- = \dot{i}_s^- Z^- = \dot{i}_s^+ Z^- \quad (21-23)$$

所以

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= \dot{U}_s^+ + \dot{U}_s^- = \dot{i}_s^+ (Z^+ + Z^-) \\ &= \frac{1}{2} \dot{i}_s (Z^+ + Z^-) = \dot{i}_s \left(\frac{Z^+}{2} + \frac{Z^-}{2} \right) \end{aligned} \quad (21-24)$$

或

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_a}{\frac{Z^+}{2} + \frac{Z^-}{2}}$$

由此可作出单相异步电动机的等效电路如图21-7所示。它是一个正序阻抗和负序阻抗均为一半的串联电路。

值得指出的是正序和负序等效电路中的励磁阻抗 $Z_m = r_m + jx_m$ 是相应于两相旋转磁场的数值,而且电流和阻抗归算系数中的 $m=2$ 。

三、单相异步电动机转矩与转差的关系

由 $\dot{U}_a = \dot{I}_a^+(Z^+ + Z^-)$, $\dot{I}_a^+ = \dot{I}_a^-$ 可知

$$\begin{aligned} \dot{I}_2^+ = \dot{I}_2^- = -\dot{I}_a^+ &= \frac{-\dot{U}_a}{Z^+ + Z^-} \\ &= \frac{-\dot{U}_a}{(2r_1 + \frac{r_2'}{s} + \frac{r_2'}{2-s}) + j(2x_1 + 2x_2')} \end{aligned}$$

或

$$I_2^+ = I_2^- = \frac{U_a}{\sqrt{(2r_1 + \frac{r_2'}{s} + \frac{r_2'}{2-s})^2 + (2x_1 + 2x_2')^2}} \quad (21-25)$$

把上式代入式(21-22)转矩公式中得

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{2}{\Omega_1} (I_2^+)^2 \left(\frac{r_2'}{s} - \frac{r_2'}{2-s} \right) \\ &= \frac{2pU_a^2 \left(\frac{r_2'}{s} - \frac{r_2'}{2-s} \right)}{2\pi f_1 [(2r_1 + \frac{r_2'}{s} + \frac{r_2'}{2-s})^2 + (2x_1 + 2x_2')^2]} \end{aligned} \quad (21-26)$$

式中 $\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$ 为同步角速度。

图21-8画出了单相异步电动机的 T_M-s 曲线。由于 T_M^+ 和 T_M^- 都是两相对称电流情况下产生的转矩,它们与转差率的关系曲线形如三相异步电动机的 T_M-s 曲线,只是 T_M^- 与 T_M^+ 方向相反,应画在横坐标以下。把二者合成,即得单相异步电动机的 T_M-s 曲线。

由单相异步电动机的 T_M-s 曲线可以看出:

(1) 当 $s=1$ 时, $T_M=0$, 即单相异步电动机没有起动转矩。这是由于转子静止时,转子对正向和反向旋转磁场的转差率都等于1,转子对这两个磁场具有相同的反应,所以电磁转矩 T_M^+ 和 T_M^- 大小相等方向相反,因此合成转矩为零。

(2) 如果采取措施使电机向某一方向旋转,则正向和反向旋转磁场切割转子导条的速度将互不相同,因此转子的反应亦将不同,因而能产生一定的电磁转矩,带动负载运行。在 $s=1$ 的两边,合成转矩是对称的,因此单相异步电动机没有固定的转向,在两个方向都可以运行,运行时的旋转方向依起动时的转动方向而定。单相异步电动机没有制动状态。

(3) 当 $s=0$ 时, $n=n_1$, 正向旋转磁场不切割转子导体感应电动势和电流,因而不产生正向转矩,但反向旋转磁场要切割转子导体而感应电动势和电流,因而要产生反向转矩,所以合成

转矩具有微小的负值,即使在理想空载下,也达不到同步速。

(4)单相异步电机的最大转矩与转子电阻有关,当转子电阻增大时,最大电磁转矩减小。

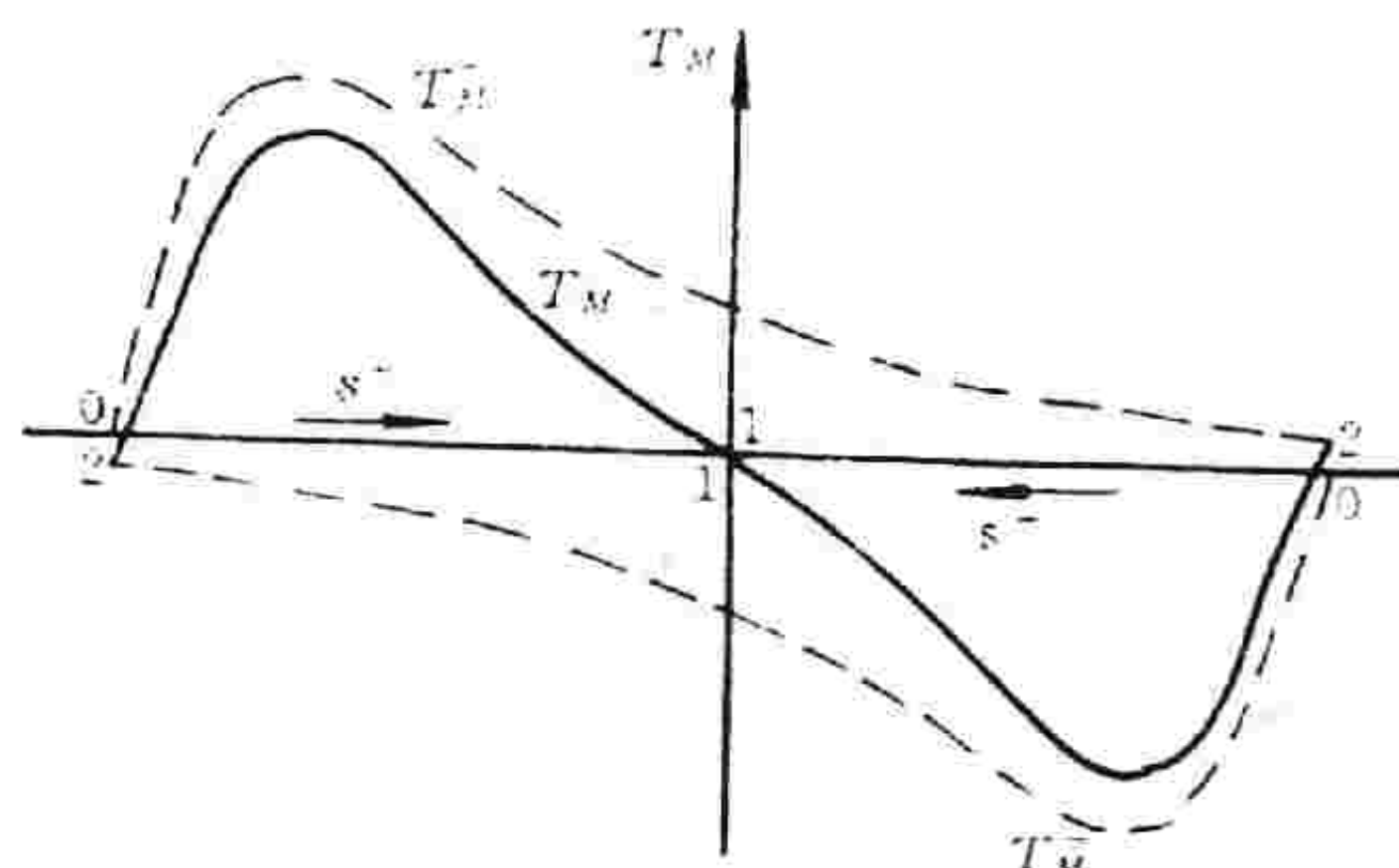


图21-8 单相异步电动机的 T_M-s 曲线

由于单相异步电机始终存在一个反向旋转磁场,因此单相异步电动机的性能总是较次于三相电动机。例如,反向旋转磁场产生的制动转矩部分地抵消了正向电磁转矩,因此单相异步电动机的最大转矩较小,过载能力较低。其次,单相异步电动机中的负序电流引起转子铜耗,而且与三相异步电动机相比,在同容量、同电压情况下,单相电机的电流大,定子铜耗较大,这样使得单相异步电动机的损耗较大,效率较低,功率因数也较低。

最后还应指出,当转子旋转起来后,正转磁场对转子的相对速度很小,所以转子中感应的正序电动势很小,该电动势产生的电流的去磁作用也小,因此正转磁场较强。反转磁场对转子的相对速度大(近于两倍同步速),所以转子中感应的负序电动势很大,该电动势产生的电流的去磁作用强,因此反转磁场弱。由此可知,正常运行时,基本上具有圆形旋转磁场的性质。

四、单相异步电动机的起动方法

由于起动时,单相异步电动机的定子磁场为一脉振磁场,它与转子电流作用不产生起动转矩,因而单相异步电动机不能自起动。为了使电动机能产生起动转矩,必须设法使起动时电动机内部能够产生一旋转磁场。产生旋转磁场必须有两个条件,即至少有两个在空间上有相位差的绕组;绕组中通过时间上有相位差的电流,为了达到这两个条件,常采用分相起动(*split phase starting*)和罩极起动(*shaded-pole starting*)。

1. 分相起动

为了起动时在气隙中建立旋转磁场,单相异步电动机的定子上除工作绕组外,还装置一个与工作绕组在空间上相距 90° 电角度的起动绕组。如图21-9(a)所示。为了获得圆形旋转磁场,要求起动绕组的脉振磁动势振幅 F_a 和工作绕组的脉振磁动势振幅 F 大小相等,但在脉振的时间相位上相差 90° 。通常采用在起动绕组中串联电容器的办法来满足这一要求。这时电流 I_a 超前电网电压 $\dot{U}$ 一个 φ_a 角,而 I 滞后 $\dot{U}$ 一个 φ 角。当电容 C 配置适当时,可使 $\varphi_a + \varphi = 90^\circ$ 。

如图21-9(b)所示。此外,为使 F_s 和 F_a 的大小相等,应设计成 $I_s w_s k_{ws} = I_a w_a k_{wa}$, 式中 $w_s k_{ws}$ 和 $w_a k_{wa}$ 分别为起动绕组和工作绕组的有效匝数。满足这些条件后,就能在电机气隙中产生一圆形旋转磁场,象三相异步电动机在对称电压下起动一样,能够产生较大的起动转矩,使电机顺利起动。

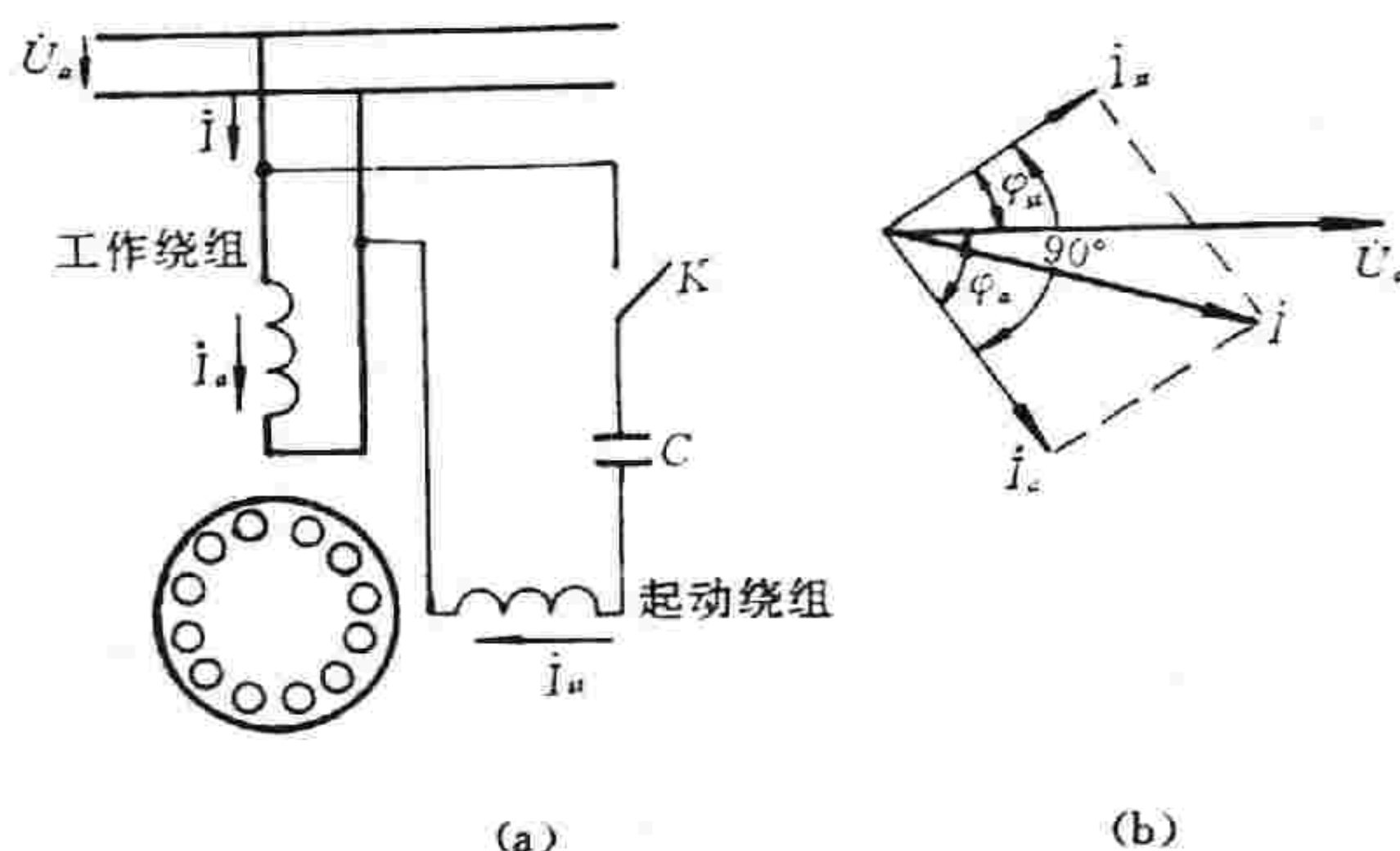


图21-9 电容起动电动机
(a)接线图 (b)相量图

电动机的转向视其两个绕组的接法而定,若两绕组的同极性端接在一起,则旋转磁场和转子的转向为带超前电流的绕组轴线转到带滞后电流的绕组轴线。若要改变转向,只要将两个绕组中任一个倒换一下接线即可。

通常起动绕组是按短时工作设计的,为了避免过热损坏,当电动机转速达到同步速的70~80%时,装在轴上的离心开关 K 就发生动作,自动将起动绕组断开。这种电动机称为电容起动电动机(*capacitor start motor*)。

如果设计时考虑到起动绕组不仅能供起动用,而且能长期接在电网上工作。则从电机内部来说,就是一台两相异步电动机,它可以提高过载能力和功率因数,这种电机称为电容电动机(*capacitor motor*)。由于电动机在工作时所需的电容比起动时小,因此当电机起动后,必须利用离心开关把多余的电容器切除。

起动绕组也可以不串电容器而串联电阻,这时 I_s 和 I_a 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。实际上这种方法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。

2. 罩极起动

罩极起动电动机的定子铁心大多做成凸极式,铁心由硅钢片叠压而成,每个磁极上都装有工作绕组,接到单相电源上。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,如图21-10(a)所示。

当工作绕组接到电源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 $\dot{\Phi}_1$ 不穿过短路环,另一部分磁通 $\dot{\Phi}_2$ 则穿过短路环,显然 $\dot{\Phi}_1$ 和 $\dot{\Phi}_2$ 同相位,因为它们都随工作绕组中的电流而变化。这时 $\dot{\Phi}_2$ 要在短路环中感应电动势和电流,短路环中的电流产生磁通 $\dot{\Phi}_3$, $\dot{\Phi}_3$ 对 $\dot{\Phi}_2$ 起去磁作用。这样磁极被罩部分的磁通实际上是 $\dot{\Phi}_3 = \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_4$ 。短路环中的电动势 $\dot{E}_4$ 应滞后于 $\dot{\Phi}_3$ 以 90° , $\dot{I}_4$ 滞后于 $\dot{E}_4$ 以 ψ_4 角, ψ_4 为短路环的阻抗角。不考虑铁耗时, $\dot{I}_4$ 和 $\dot{\Phi}_4$ 同相位。相量图如图21-10(b)所示。

从上分析可见,未罩部分磁通 $\dot{\Phi}_1$ 和罩住部分磁通 $\dot{\Phi}_3$ 在空间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超前磁通 $\dot{\Phi}_1$ 推向落后磁通 $\dot{\Phi}_3$ 方向的移动磁场,并产生一定的起动转矩。由相量图可见,由于磁通 $\dot{\Phi}_1$ 超前于 $\dot{\Phi}_3$,故其合成磁场推移的方向将是主极推向罩极,从而使转子也朝这个方向旋转。

罩极起动的起动转矩小,但结构简单,制造方便,多用于小型电扇、电唱机和录音机中,容量一般在30~40W以下。这种电动机不能用改变定子接线来改变转子的转向。为了使罩极电动机能够正反方向旋转,其短路线圈可采用图21-11所示结构,主极设两个罩极线圈,各罩住半个磁极,短接 B_1 和 B_4 或者 B_2 和 B_3 ,则可改变转子的转向。

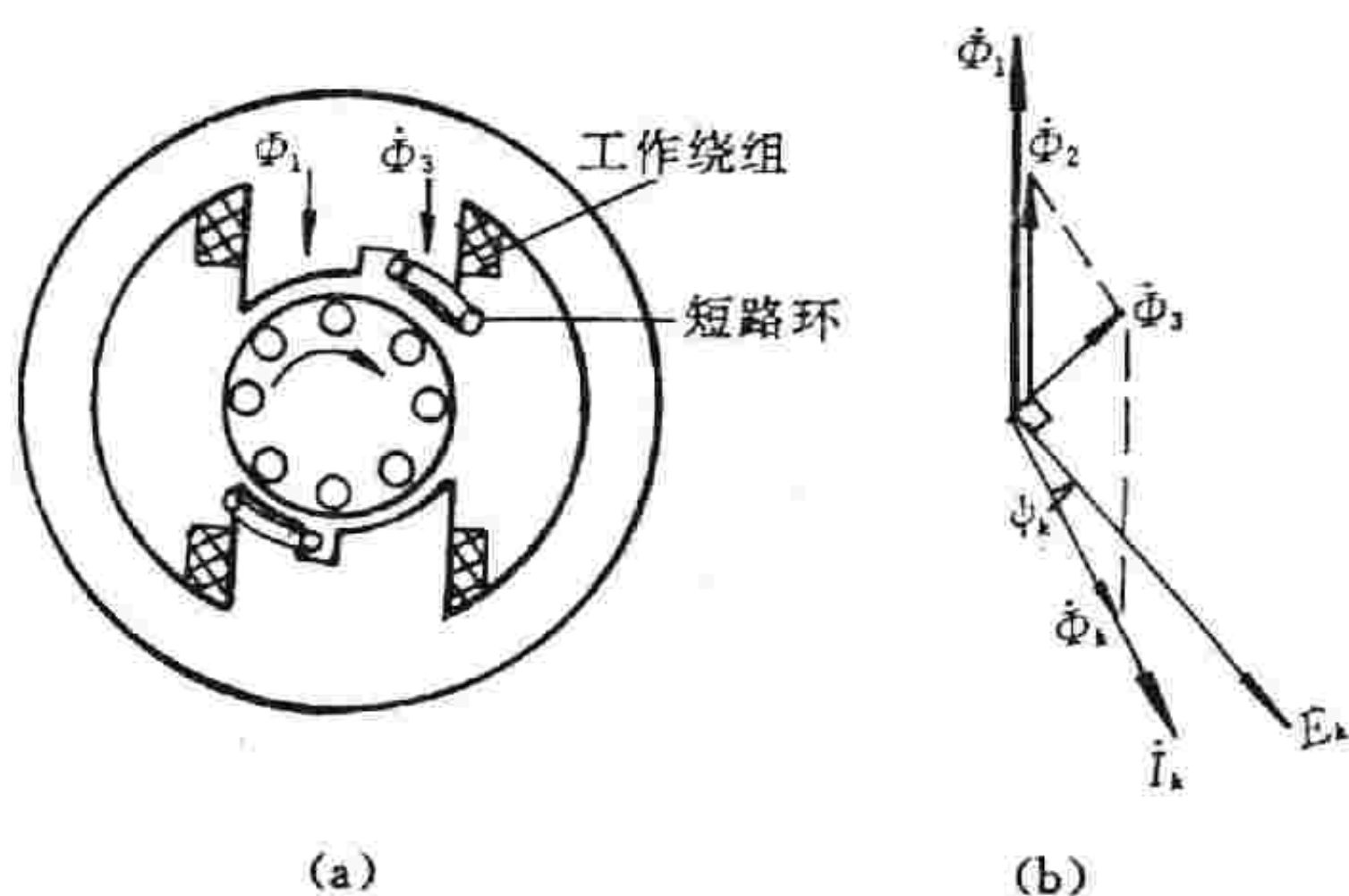


图21-10 罩极起动电动机

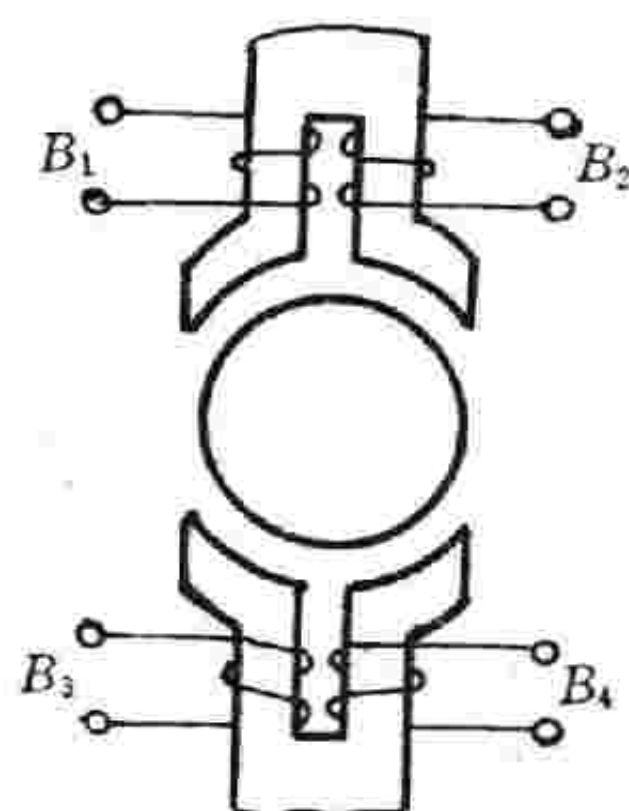


图21-11 能正反转的罩极电动机

小 结

三相异步电动机在不对称电压下运行时,由于负序磁场的影响电动机内部磁场为椭圆形旋转磁场,它引起电机振动和噪音。同时由于电动机有效转矩的减小,使转差率增大,电流增大,功率因数和效率变坏,严重时可使电机过热烧毁。

单相异步电动机由于单相绕组产生的是脉振磁动势,所以不产生起动转矩。因此必须采用分相起动或罩极起动。一旦电机旋转起来后,正向和反向旋转磁场切割转子导条的速度不同,因此转子的反应亦不相同,因而能产生一定的电磁转矩,带动负载运行。

第四篇 直流电机

第二十二章 直流电机的基本工作原理和基本结构

本章重点内容:1.掌握直流电机的基本工作原理。
2.掌握直流电机的基本结构及额定值。

§ 22-1 概 述

直流电机是根据电磁感应定律和电磁力定律实现机械能与直流电能转换的机器。它包括直流发电机和直流电动机。直流电动机的特点是具有良好的起动性能和调速性能,它的起动转矩大,能在宽广范围内平滑、经济地调速。因此直流电动机广泛地使用在对起动性能和调速性能要求较高的机械上,如发电厂中锅炉给粉系统,矿井卷扬机械、大型机床和电力机车以及城市无轨电车,都采用直流电动机拖动。与交流电动机相比,直流电动机结构复杂,生产成本低。多年来在改善交流电动机的调速性能以便取代直流电动机方面进行了大量的研究,但至今没有得到满意的结果。所以,直流电动机在现代工业中仍占有相当的地位。

直流发电机可作为各种直流电源。例如直流电动机的电源,同步电机的励磁机以及化学工业中的电解、电镀低压大电流直流电源等。随着晶闸管技术的发展,特别是大功率晶闸管整流元件的出现,有逐步取代直流发电机的趋势,不过,在某些性能(如波形平滑性)方面仍不及直流发电机,故至今有些工业部门仍在继续使用。

§ 22-2 直流电机的基本工作原理

一、直流发电机的工作原理

一台最简单的直流发电机原理模型,如图22-1所示。在两个固定的磁铁N极和S极之间,有一个圆柱形的铁心,称为电枢铁心(*armature core*),电枢铁心与磁极之间有一气隙。电枢铁心上固定着线圈 *abcd*,线圈的两端分别接到互相绝缘的两块弧形铜片上,此铜片叫换向片(*commutator segment*)。它们的组合体称为换向器(*commutator*)。换向器与转轴相互绝缘,并与电枢一起旋转。在换向器上安放静止的电刷 *A* 和 *B*,线圈 *abcd* 通过换向器和电刷与外电路接通。

在原动机拖动下,电枢以恒定的转速 n 顺时针旋转,根据法拉第电磁感应定律,每一根导体均感应电动势,其方向可用右手定则确定。如图22-1(a)所示, ab 导体处于 N 极下,电动势方向由 a 到 b ;而 cd 导体处于 S 极下,电动势方向由 c 到 d 。从整个线圈来看,导体 ab 与导体 cd 的电动势方向恰好是相加的。设每一根导体的感应电动势为 e ,则线圈电动势为 $2e$ 。导体电动势的瞬时值为

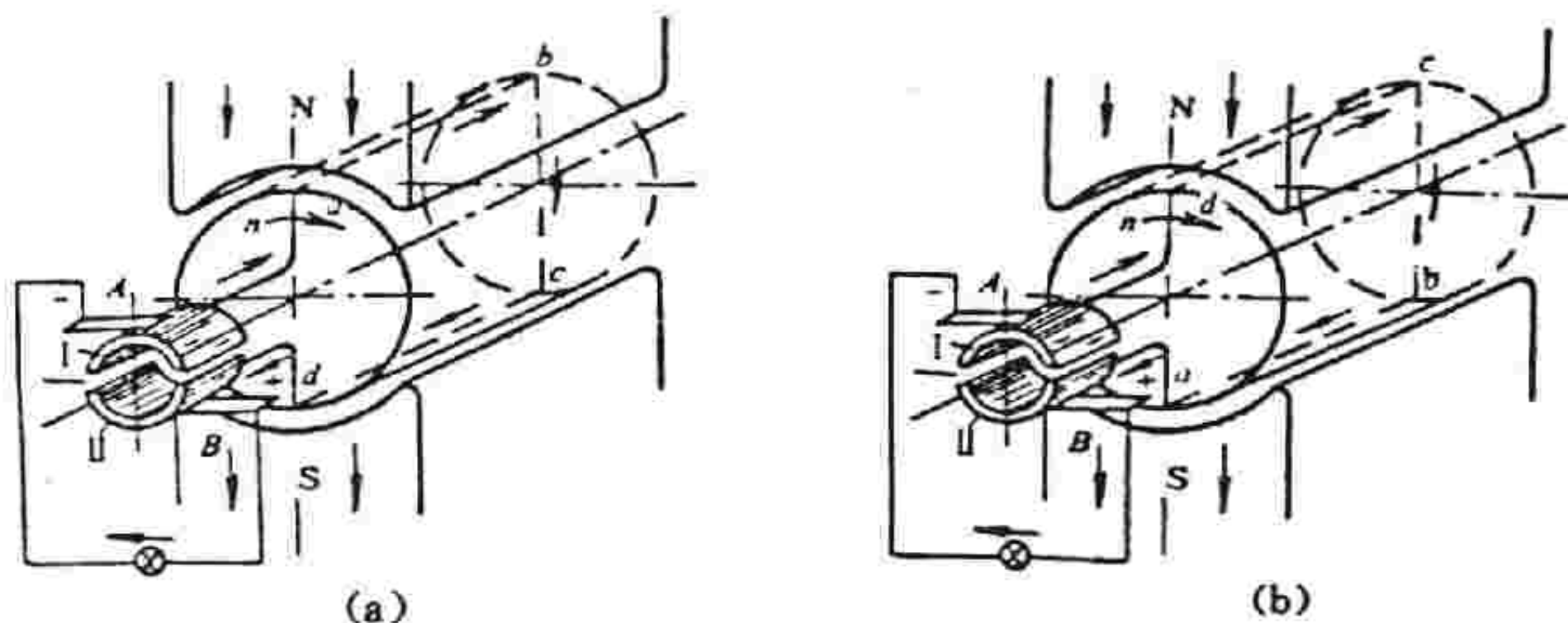


图22-1 直流发电机工作原理图

$$e = B_x l v \quad (22-1)$$

式中 B_x ——导体所处位置的气隙径向磁密;

l ——导体的有效长度,即每根导体切割磁力线部分的长度;

v ——导体运动的线速度。

对于已制成的电机, l 一定,而且 v 为恒值,所以电动势 e 正比于气隙磁密 B_x 。这表明,导体切割磁场感应电动势随时间变化的规律与气隙磁密沿气隙空间的分布规律相同。为了作出 B_x 的空间分布曲线,可假想把电枢从外圆上某一点切开,把圆周拉成一直线作为横坐标,并以两磁极之间的中心线作为纵坐标代表磁密,若规定 N 极下磁密为正, S 极下磁密为负值,作出的 B_x 分布曲线如图22-2所示。

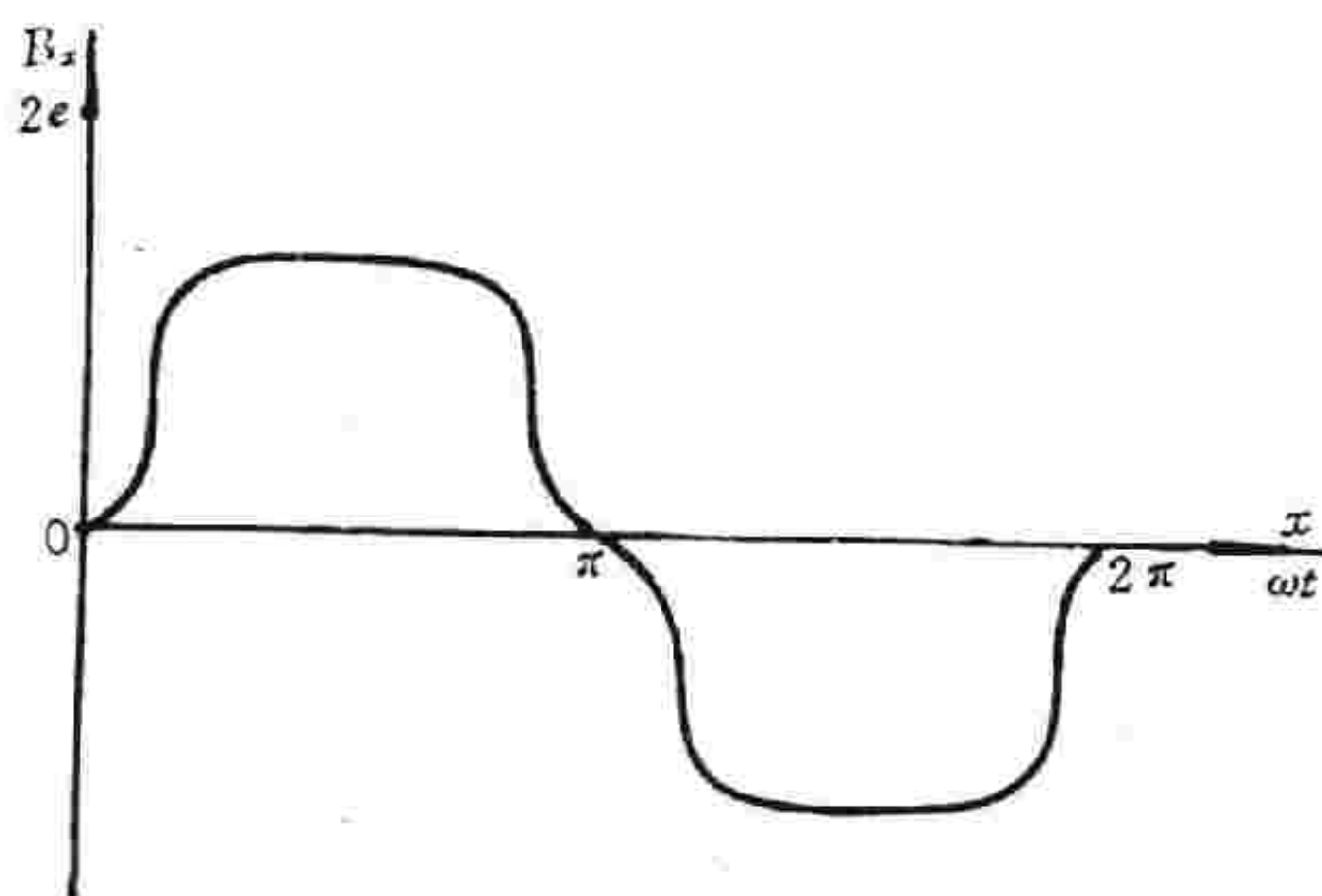


图22-2 直流电机气隙中磁密的分布曲线和线圈变化曲线

由于 $e \propto B_x$,只要选用合适的比例尺,磁密随空间的分布曲线也可用来表示线圈电动势 $2e$

随时间变化的曲线。由图22-2可见,线圈电动势是交变的。这是因为当电枢以恒速旋转时,导体 ab (或 cd)将轮流在 N 极下及 S 极下切割磁力线,所以感应电动势是交变电动势。

但是从电刷 A 和 B 之间所测得的电动势却是单方向的,这是因为电刷 A 只与处于 N 极下的导体相接触,当 ab 导体在 N 极、 cd 导体在 S 极下时(如图22-1(a)所示瞬间),电动势方向由 a 到 d ,此时电刷 A 的极性为“ $-$ ”,电刷 B 的极性为“ $+$ ”;在另一时刻(如图22-1(b)所示瞬间),当 cd 导体转到 N 极 ab 导体在 S 极下时, A 电刷则与 cd 导体相接触, B 电刷与 ab 导体接触,电动势方向由 d 到 a ,此时电刷 A 的极性仍为“ $-$ ”,电刷 B 的极性仍为“ $+$ ”。可见电刷 A 的极性永远为“ $-$ ”,电刷 B 则永远为“ $+$ ”极性,故电刷 A 与 B 之间的电动势 e_{AB} 为一脉动的直流电动势,如图22-3所示。若在电刷 A 、 B 间接一负载,则流过负载的电流为一单方向的直流。不过,其电压、电流脉动程度很大而已。

为了减小电压的脉动程度,在实际电机中,电枢上不是一个线圈,而是由许多线圈组成电枢绕组,这些线圈均匀分布在电枢表面,按一定的规律连接起来。图22-4表示由多个线圈组成的电枢绕组的电压波形图。由图可见,其电压脉动程度很小。若电机每极下的导体数大于8时,电压脉动的幅度已小于1%。

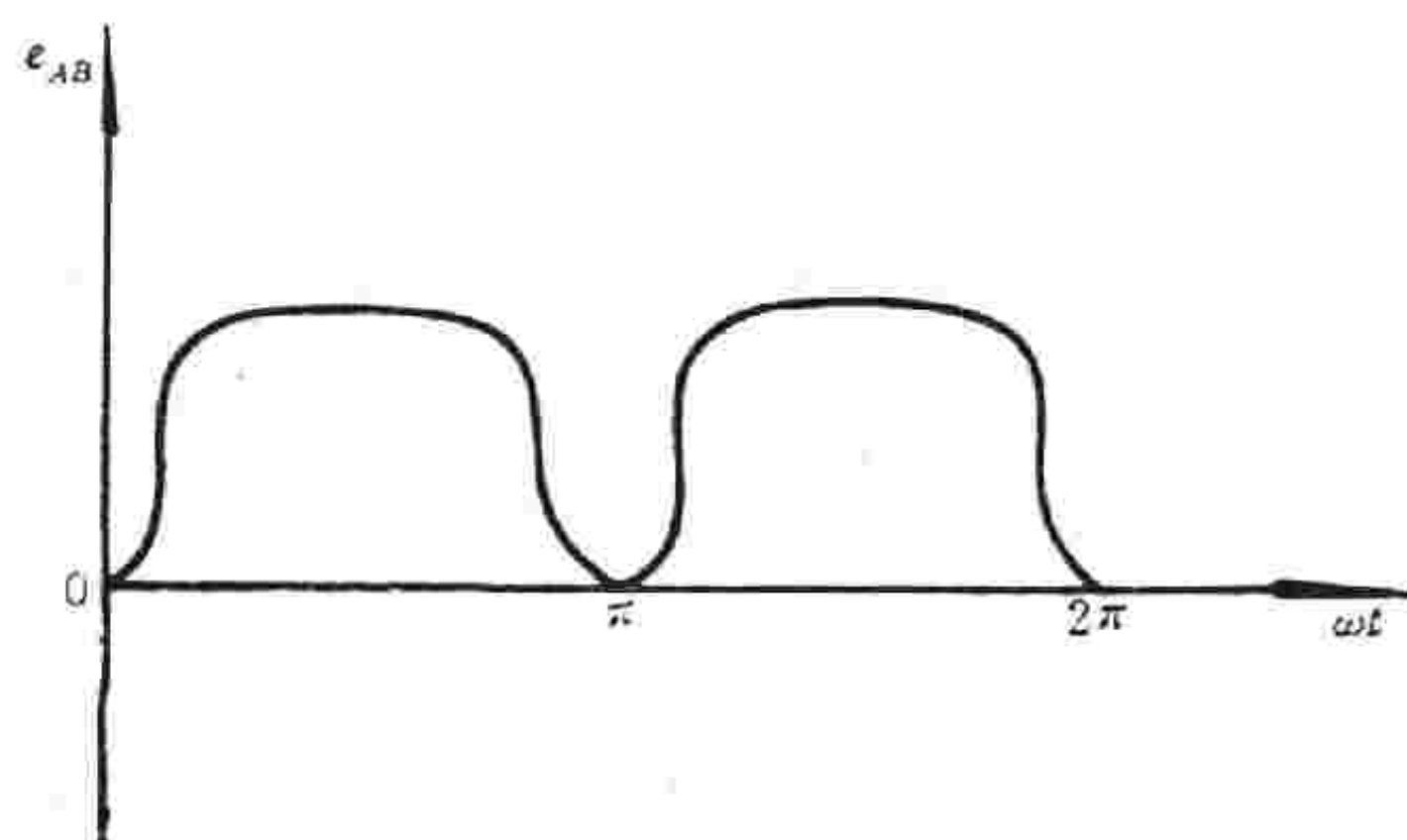


图22-3 换向后的电动势

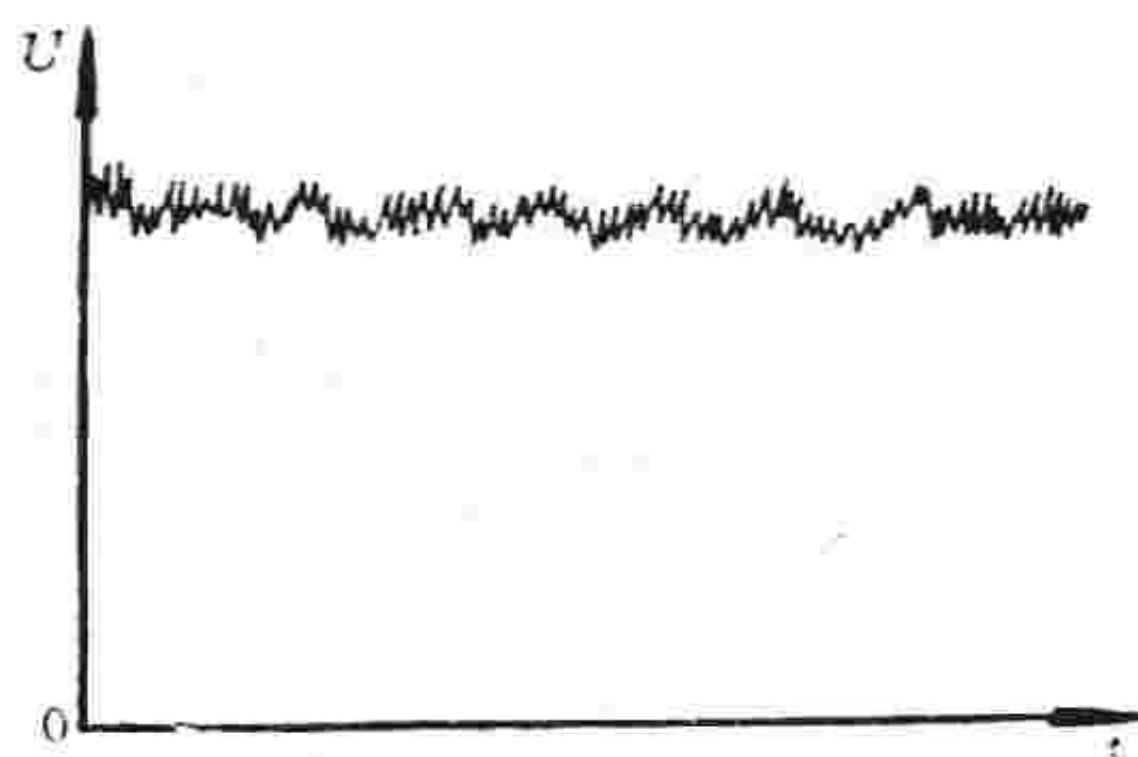


图22-4 多个线圈构成电枢绕组的
直流发电机输出电压曲线

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变换成直流电动势。

直流发电机的电刷 A 、 B 接上负载后,就有电流流过导体 ab 、 cd ,载流导体处于磁场中,必然受到一电磁力。由左手定则可知,该电磁力产生的转矩与转向相反,为制动转矩。原动机为了保持电机以恒定转速旋转,就必须克服电磁制动转矩做功。正是由于存在这种反抗原动机旋转的电磁转矩,才能把原动机的机械能转换成电能供给负载使用。

二、直流电动机的工作原理

直流电动机的原理模型与直流发电机基本相同,如图22-5所示。其差别在于,直流电动机的电枢不用原动机拖动,而将电刷 A 、 B 两端接在直流电压为 U 的电源上。图22-5(a)瞬间,电源由正电刷 A 经过 N 极下的导线 ab 流入,再经过 S 极下的导线 cd 由负电刷 B 流出,因此载

流导体在磁场中受到电磁力的作用,其大小为

$$f = B_x l i \quad (22-2)$$

式中 i ——流过导体中的电流;

f ——载流导体所受的电磁力。

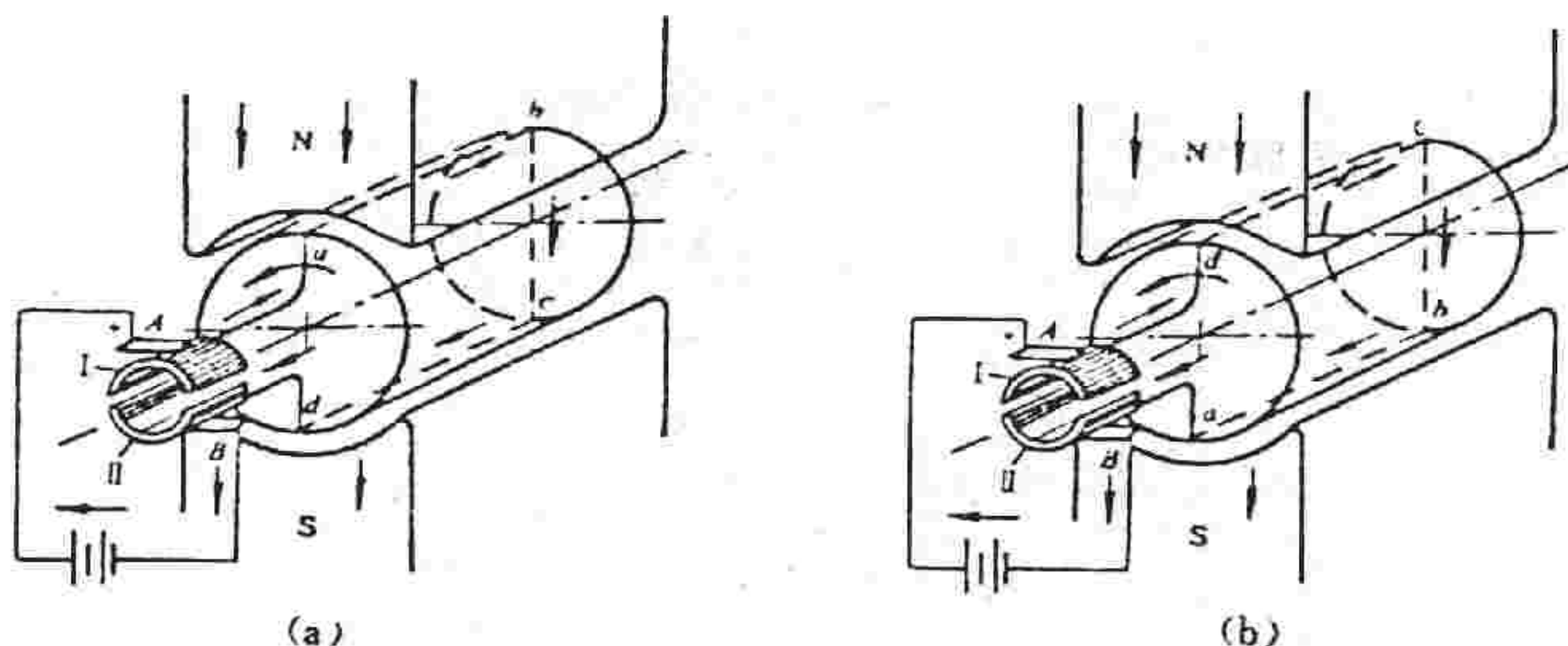


图22-5 直流电动机工作原理图

电磁力的方向可用左手定则确定,导线 ab 受电磁力的方向为向左,导线 cd 受电磁力的方向为向右,因此电枢受到逆时针方向的力矩,当电枢转过 180° 时(图22-5(b)),这时电流由正电刷 A 经 N 极下的导线 dc 流入,再经过 S 极下的导线 ba 由负电刷 B 流出,线圈电流的方向改变为由 d 至 a ,显而易见,线圈通过的是交流电流,但必须指出,不论何时, N 极下的导体电流方向总是流入, S 极下的导体电流方向总是流出。因此,导体受电磁力的方向总是不变,保持电枢始终向一个方向旋转,从而带动机械负载工作。

实际生产的直流电动机,电枢上不只一个线圈,而是均匀地嵌放许多线圈,相应地采用许多换向片组成换向器,使线圈通过电流在磁场中产生电磁力矩,带动电枢转动。

§ 22-3 直流电机的基本结构

从上述直流电机的基本原理可知,直流电机由两个主要部分组成:

1. 定子部分

它主要由主磁极、换向极、机座、端盖、轴承和电刷装置等部件组成,它的作用主要是用来产生主磁场和作电机的机械支撑。

2. 转子部分

它主要由电枢铁心、电枢绕组、换向器、转轴和风扇等部件组成,它的主要作用是用来感应电动势,通过电流,实现机电能量转换。

图22-6是一台直流电机剖面图,图22-7是结构图。下面简要介绍其主要部件的基本构造、作用及其材料。

一、主磁极(main pole)

主磁极的作用是产生主磁通。它由主极铁心(pole core)和励磁绕组(excitation winding)两部分组成,如图22-8所示。主极铁心一般由 $1\sim 1.5\text{mm}$ 厚的钢板冲片叠压而成,主磁极总是

成对的,各主极上的励磁绕组联接时要能保证相邻磁极的极性按 N 极和 S 极相间出现。为了减少气隙中有效磁通所遇到的磁阻,改善气隙磁密的分布,磁极下的极掌(或称极靴)(*pole shoe*)较极身宽,这样还可使励磁绕组牢固地套在磁极上,整个磁极用螺钉固定在机座上。

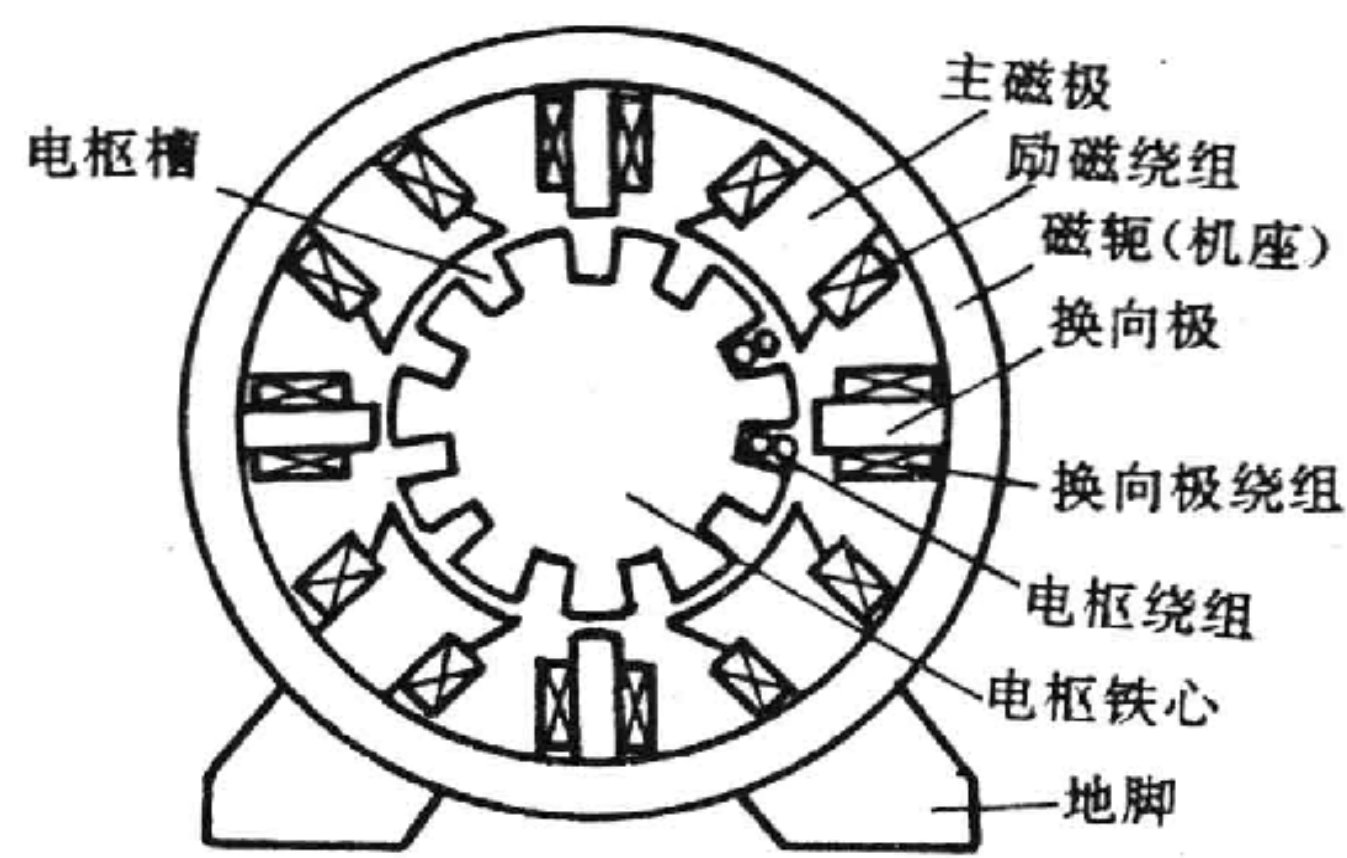


图 22-6 直流电机的剖面图

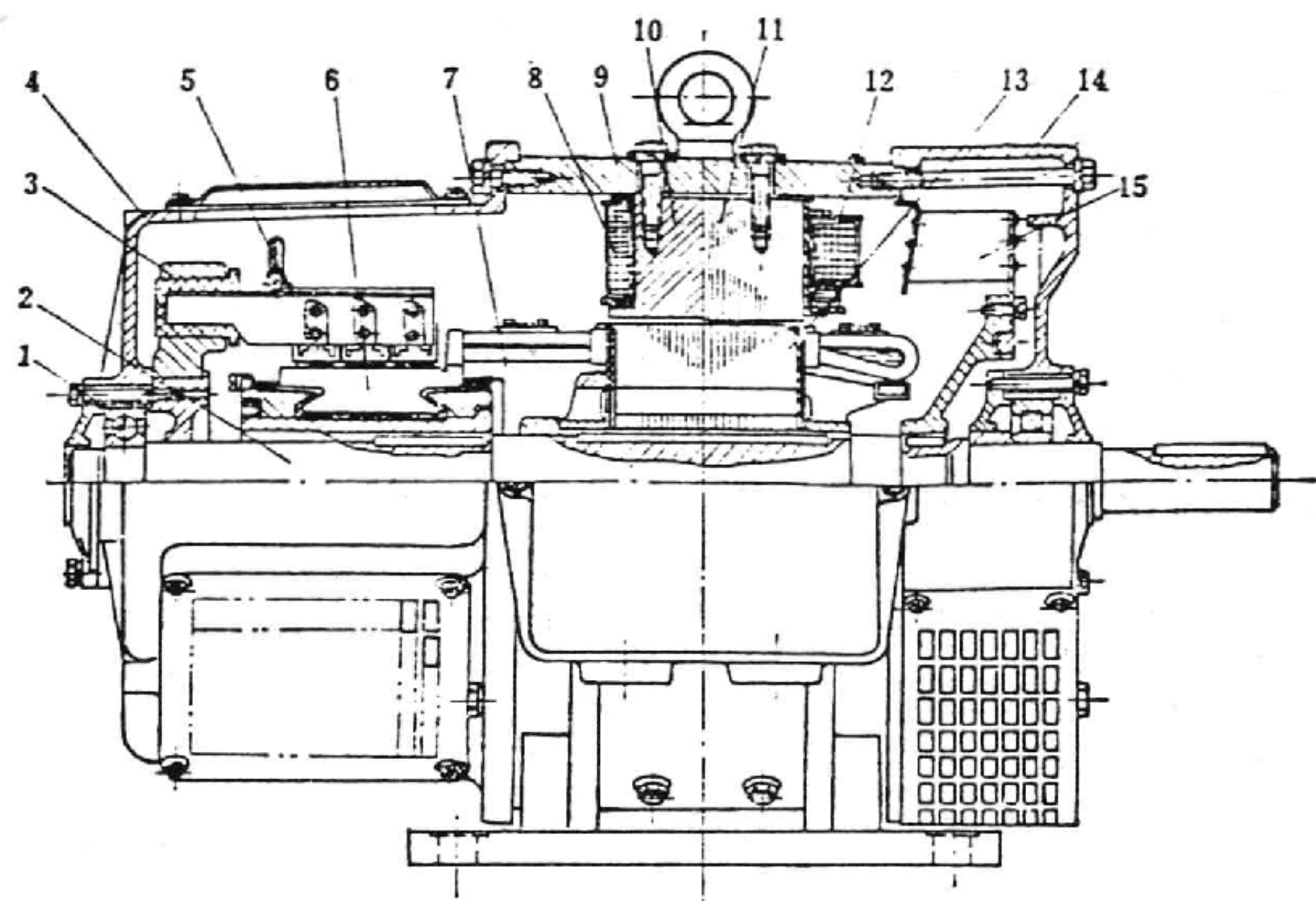


图 22-7 Z_2-9 型直流电机结构图

- 1—轴承 2—轴 3—刷架 4—前端盖 5—电刷 6—换向器 7—电枢绕组
8—换向极绕组 9—机座 10—换向极铁心 11—主极铁心 12—主极绕组
13—电枢铁心 14—后端盖 15—风扇

二、换向极(commutating pole)

又称附加极,它的作用是用来改善换向,其原理将在 § 23-7 中说明。换向极也由铁心和套在铁心上的绕组组成,如图22-9所示。大容量直流电机的换向极铁心,用互相绝缘的薄钢片叠成,以更有利于换向;中小容量直流电机的换向极铁心,由整块钢制成。换向极绕组与电枢绕组串联,其极性根据换向要求确定,换向极装置在相邻二主极之间的几何中性线上,并用螺钉固定在机座上。

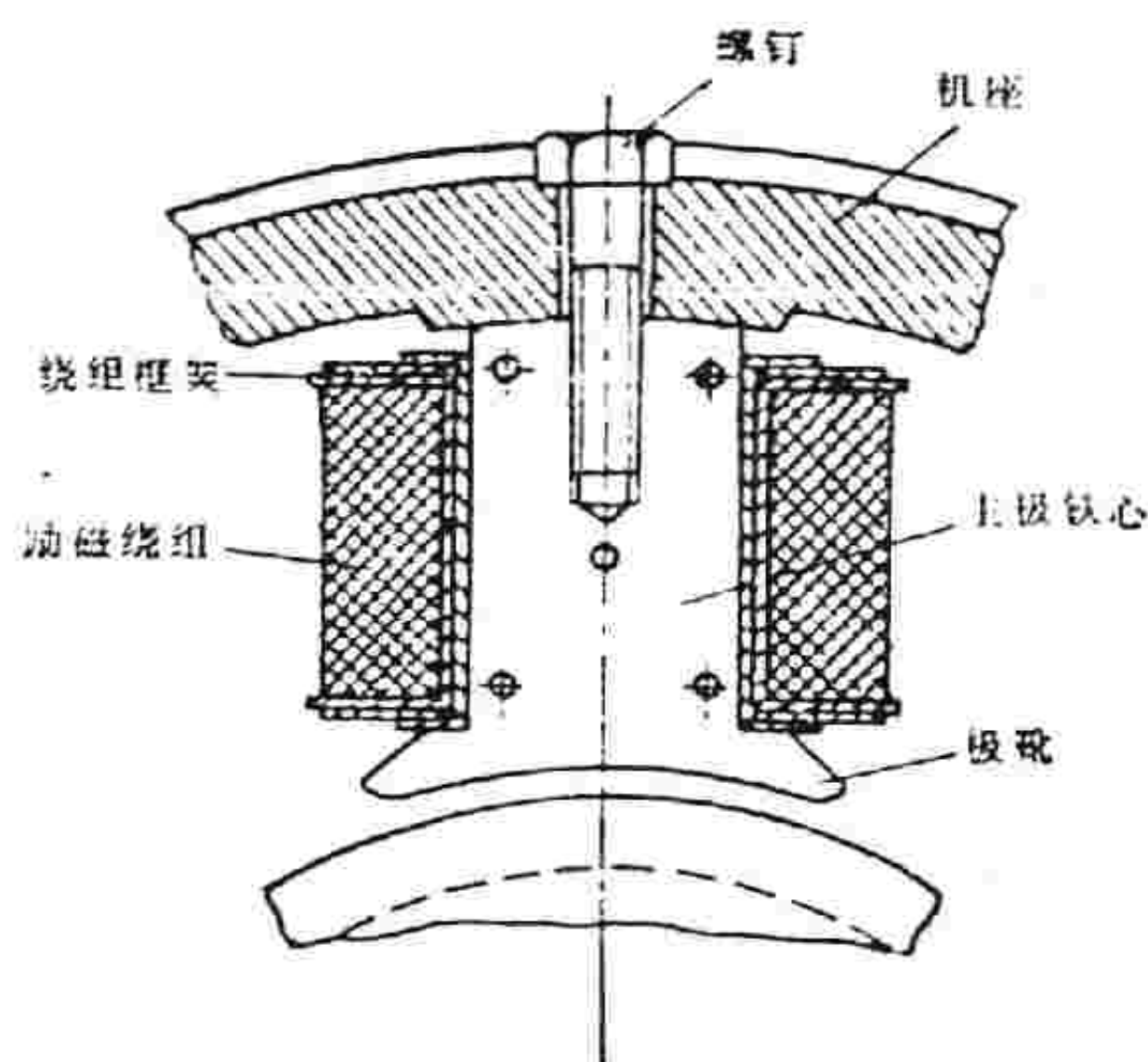


图22-8 直流电机的主磁极

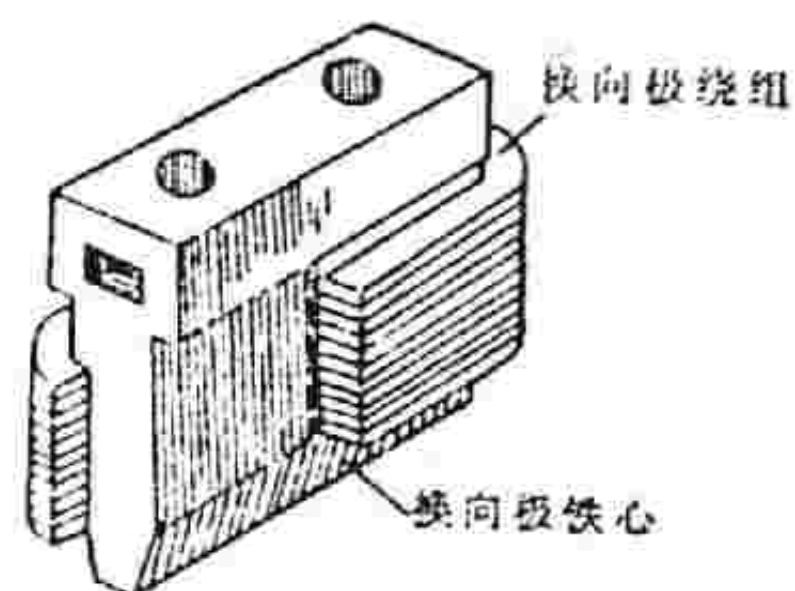


图22-9 换向极

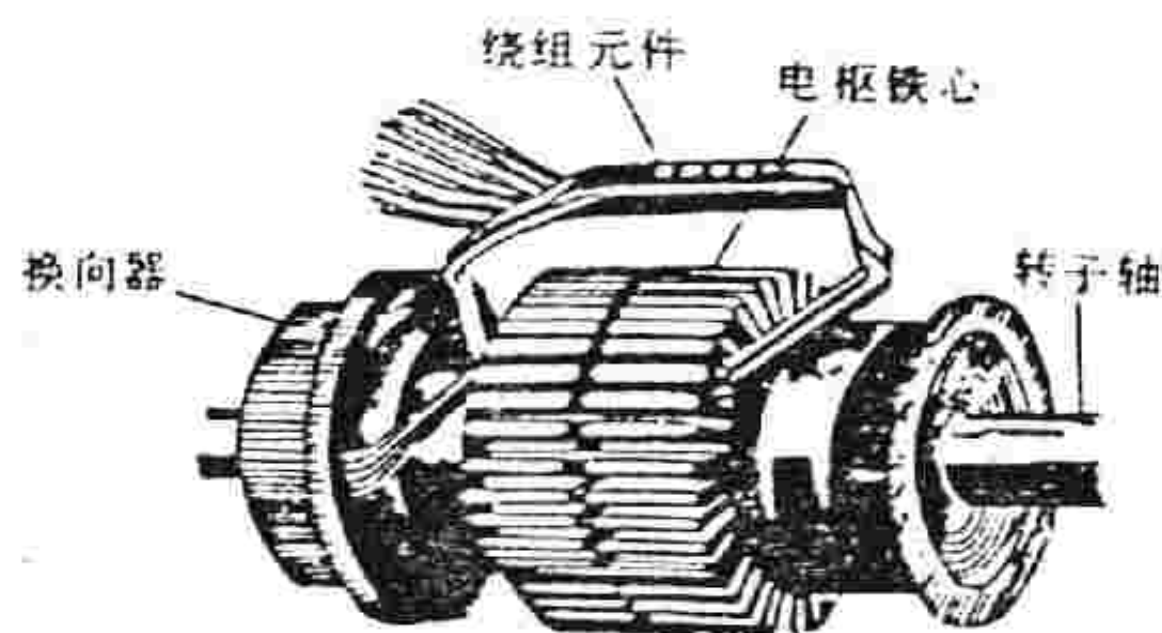
三、机座(stator frame)

机座一方面用来固定主极、换向极和端盖等部件,并借助于底脚将电机固定在基础上;另一方面也作为电机主磁路的一部分,这部分称为磁轭。机座一般用铸钢或厚钢板焊接而成,以保证良好的导磁性能和机械强度。

隐极式直流电机采用全叠片定子磁轭。主磁极、换向极用硅钢片一次冲出,然后叠压而成,不需分别加工制造,这样可以缩小体积,减轻重量。



(a)



(b)

图22-10 电枢铁心

(a)电枢铁心冲片;(b)电枢铁心装配图

四、电枢铁心(*armature core*)

电枢铁心的作用是通过主磁通和固定电枢绕组。为了减少磁滞和涡流损耗,电枢铁心采用0.5mm厚、涂有绝缘漆的硅钢片叠成,固定在电枢支架式转轴上。为了加强通风冷却,有的电枢铁心冲有轴向通风孔,较大容量的电机还有径向通风槽。图22-10为电枢铁心外形图。

五、电枢绕组(*armature winding*)

电枢绕组的作用是感应电动势和通过电流,使电机实现能量转换。电枢绕组用带有绝缘的圆导线或矩形截面的导线绕成,其连接规律将在第二十三章中说明。绕组嵌入槽后,用槽楔压紧,线圈与铁心间及上下层线圈之间均要妥善绝缘,如图22-11所示。为防止电枢旋转时将导线甩出,绕组伸出槽外的端接部分需用无纬玻璃丝带或非磁性钢丝扎紧。

六、换向器(*commutator*)

如上所述,在发电机中,换向器能使元件中的交变电动势变换为电刷间的直流电动势;在电动机中,它能使外加直流电流变为元件中的交流电流,产生恒定方向的转矩。图22-12(a)为换向器的结构图,它是由许多带有燕尾的铜片组成一个圆筒,片间用厚0.4~0.12mm的云母绝缘。两端用两个V形钢环借金属套筒和螺旋压圈拧紧成一整体,在V型钢环与换向片组成的圆筒之间,用两个特制的V形云母环进行绝缘。每一换向片尾端刻有小槽,以便焊接元件的引出线。为了缩小换向器的外径和节约铜材,一般换向器都带有升高片,元件的出线端则焊接在升高片上。对于小型直流电机现已广泛采用塑料换向器,如图22-12(b)所示,这种换向器是用酚醛玻璃纤维塑料热压而成,这样简化了制造工艺,节约了金属材料。

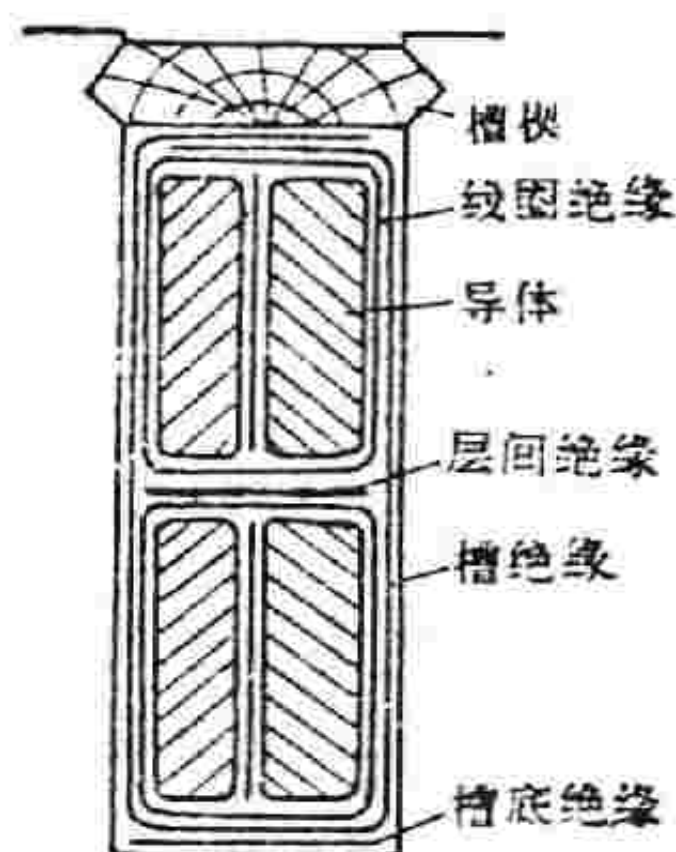


图22-11 电枢槽内绝缘

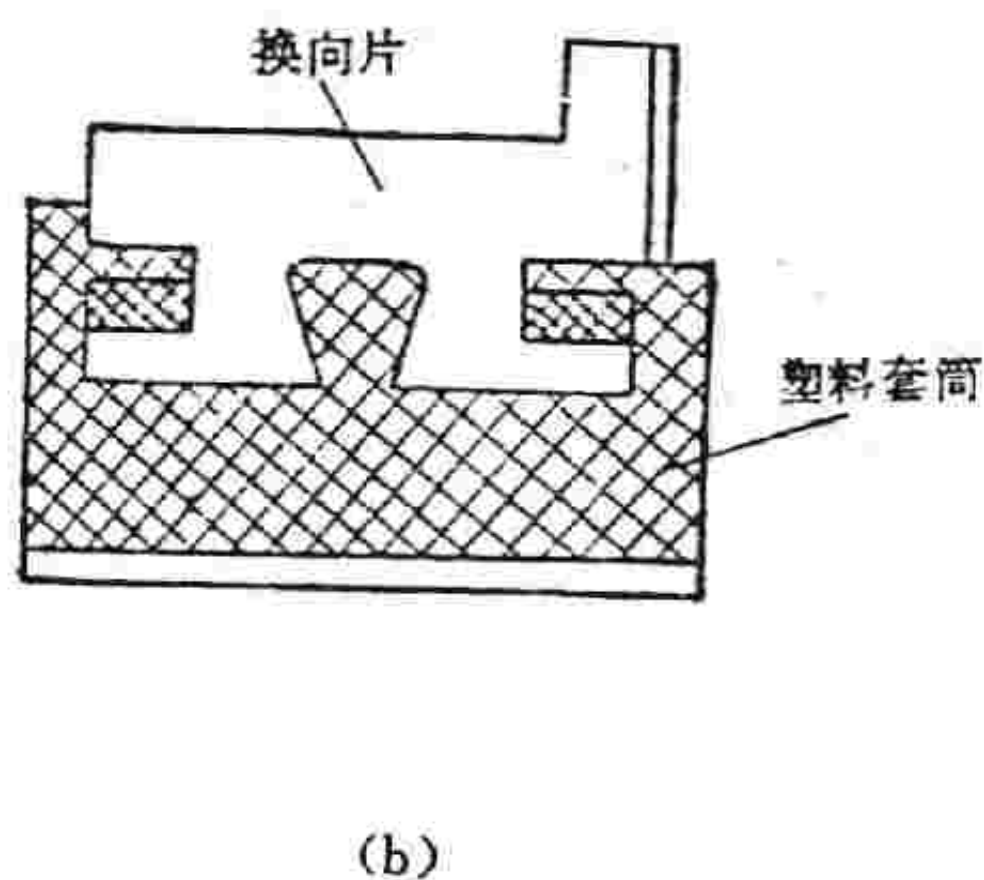
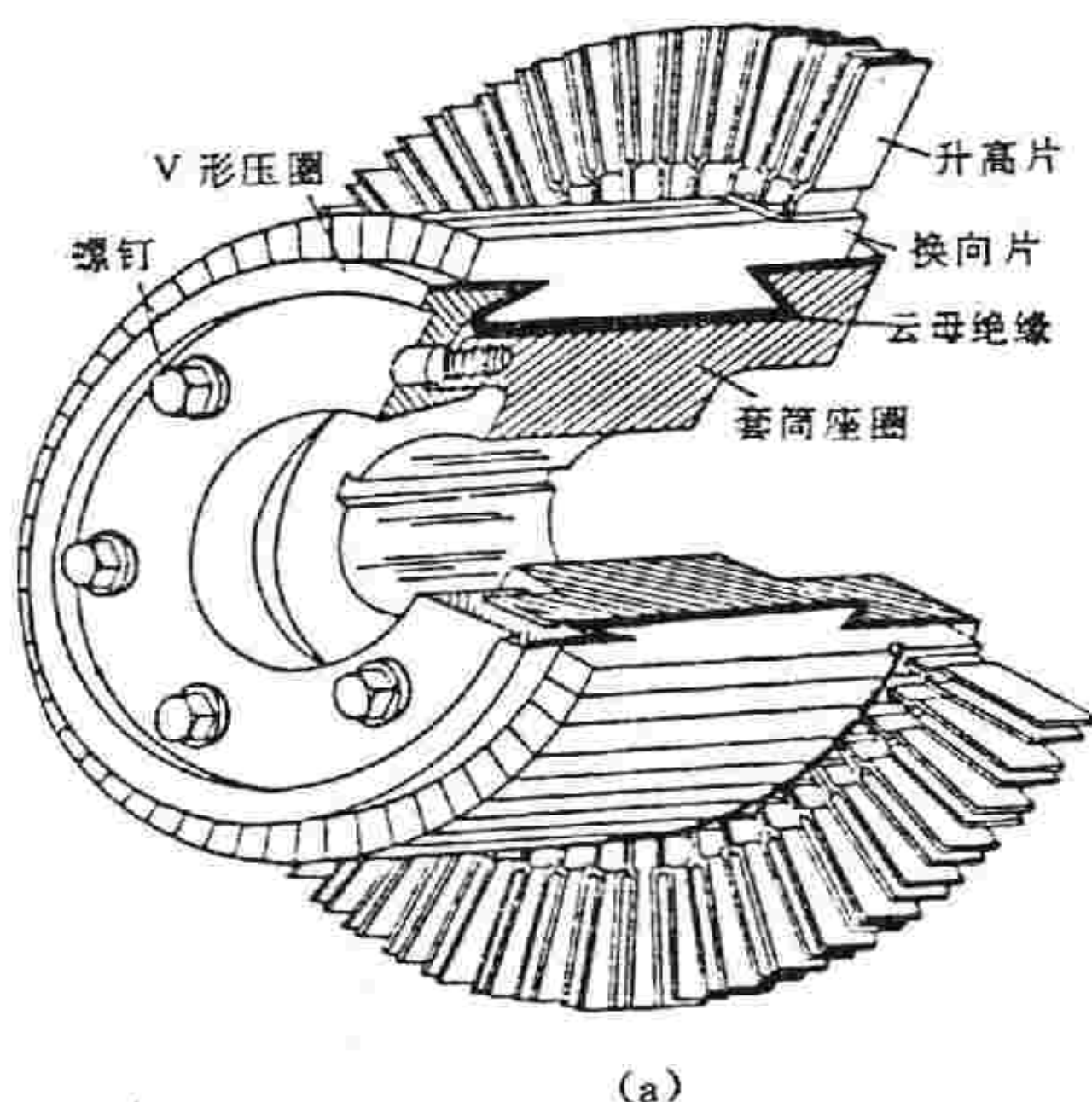


图22-12 换向器
(a)拱形换向器 (b)塑料换向器

七、电刷装置(*brush set*)

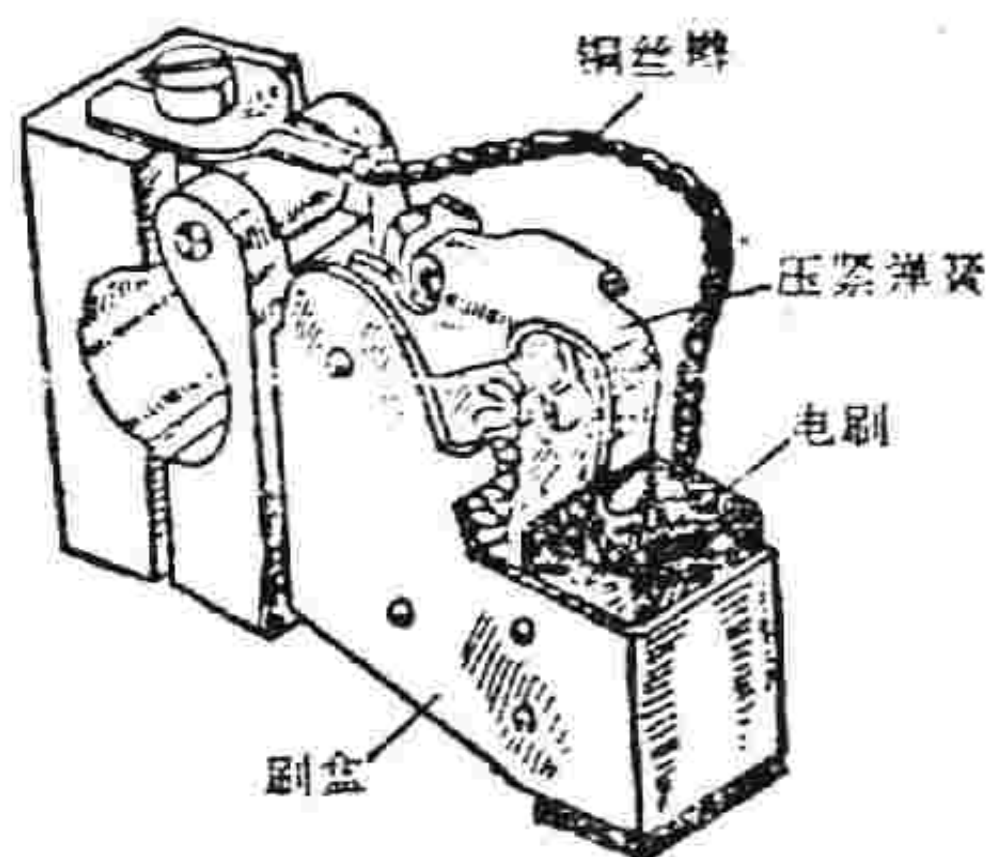


图 22-13 刷握与电刷

电刷装置是直流电压、电流引出(或引入)的装置。它由电刷(*brush*)、刷握(*brush holder*)、刷杆(*brush holder support*)、刷杆座(*brush yoke*)和汇流条等组成。根据电流的大小,每一刷杆上有几个电刷组成电刷组,电刷组的数目(也即刷杆数)一般等于主磁极的数目,各电刷组在换向器上的距离是相等的。图 22-13 为电刷与刷握装置,电刷放在刷握的刷盒内,用压紧弹簧压在换向器上,刷握固定在刷杆上,刷杆与刷杆座应有良好的绝缘,同极性各刷杆上的导线用汇流条接在一起。刷杆座应能转动,以调整电刷位置。

§ 22-4 直流电机的型号和额定值

一、直流电机的型号

为了满足各行业中不同的运行条件对电机的要求,我国电机制造工业生产出各种型号的电机,它们有不同的结构特点和使用范围,能满足各种工业的需要。我国生产的几个直流电机主要系列如下:

Z 型是普通用的中小型直流电机,容量范围从十分之几千瓦到二百多千瓦,一般是防护式的。

ZZ 型和 ZZK 型是起重和冶金工业用的电机,运行速度是可调的,有加强的机械结构,一般是封闭式的。

ZJ 型是大、中型电机,ZJF 型是发电机,ZJD 型是电动机,容量范围从几百千瓦到 6000kW,包括轧钢机、卷扬机等用的电机在内。

ZH 型是电化工业用的低压大电流发电机。

ZQ 型是电车用的电动机。

ZFH 型是船舶上用的防溅式的电机。此外尚有各种型号,不一一列举。

二、直流电机的额定值

直流电机的额定值主要有如下几项:

1. 额定功率 P_N

它是指电机的额定输出功率。对发电机来说是指发电机出线端输出的电功率;对电动机来说是指电动机轴上输出的机械功率,用 W 或 kW 作为单位。

2. 额定电压 U_N

它是指额定工作情况时,电机出线端的电压值,,用 V 作为单位。直流电机的额定电压一般是不高的。除供电解工业及其他特殊应用的低压电机外,一般中、小型直流电动机的额定电压为 110、220、440V 各级;发电机的额定电压为 115、230、460V 各级;大型直流电机的额定电

压为 800V 左右,更高电压的直流电机就属于高压特殊机组的范围了,比较少用。

3. 额定电流 I_N

它是指在额定电压下,电机输出额定功率时的电枢电流,用 A 作为单位
直流发电机的额定电流

$$I_N = \frac{P_N \times 10^3}{U_N} \text{ A} \quad (23-3)$$

直流电动机的额定电流

$$I_N = \frac{P_N \times 10^3}{U_N \cdot \eta_N} \text{ A} \quad (22-4)$$

式中 P_N ——额定功率,kW;

U_N ——额定电压,V;

η_N ——电动机在额定状况下运行时的效率。

4. 额定转速 n_N

它指额定功率、额定电压、额定电流时电机的转速,用 r/min 作为单位。对于无调速要求的电机,一般不允许电机运行时的最大转速 $n_{\max}$ 超过 $1.2n_N$,以免发生危险。

此外,铭牌上还标有额定温升(或绝缘等级)、励磁方式、工作定额等。

小 结

直流电机的磁极是固定不动的,电枢是旋转的,电枢上的线圈内感应的电动势是交流电动势,经电刷和换向器的机械整流作用,使电刷间的电动势成为直流电动势。直流发电机是利用导线切割磁力线而感应电动势,发出电能。直流电动机是利用载流导体在磁场中受到电磁力的作用而旋转,带动生产机械。

直流电机也有定子和转子两大部分,定子和转子之间存在气隙。直流电机的定子主要用来建立磁场并起机械支撑和防护的作用。转子是电枢,用来感应电动势、通过电流,起着机电能量转换的作用。

第二十三章 直流电机的共同问题

本章重点内容:1.掌握直流电机电枢绕组的特点。

2.掌握直流电机电枢反应的作用。

3.掌握直流电机的电枢电动势和电磁转矩的计算。

4.了解换向过程并掌握改善换向的方法。

§ 23-1 直流电机电枢绕组的一般知识

电枢绕组是直流电机的重要部件,它在机电能量转换中起着重要的作用,电枢绕组工作时产生电动势,流过电流并产生电磁转矩,它是实现机电能量转换的枢纽。本节主要分析电枢绕组的连接规律及其特点。在介绍连接规律之前,先介绍与电枢绕组的有关名词。

一、叠绕组和波绕组

直流电机的电枢绕组是由结构形状相同的线圈(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。这些元件连接的基本形式有两种,一种叫叠绕组(*lap winding*),一种叫波绕组(*wave winding*)。

所谓叠绕组是一个元件的两出线端分别接在相邻或相隔数片的换向片上,前者称为单叠绕组,后者称为复叠绕组,如图23-1所示。

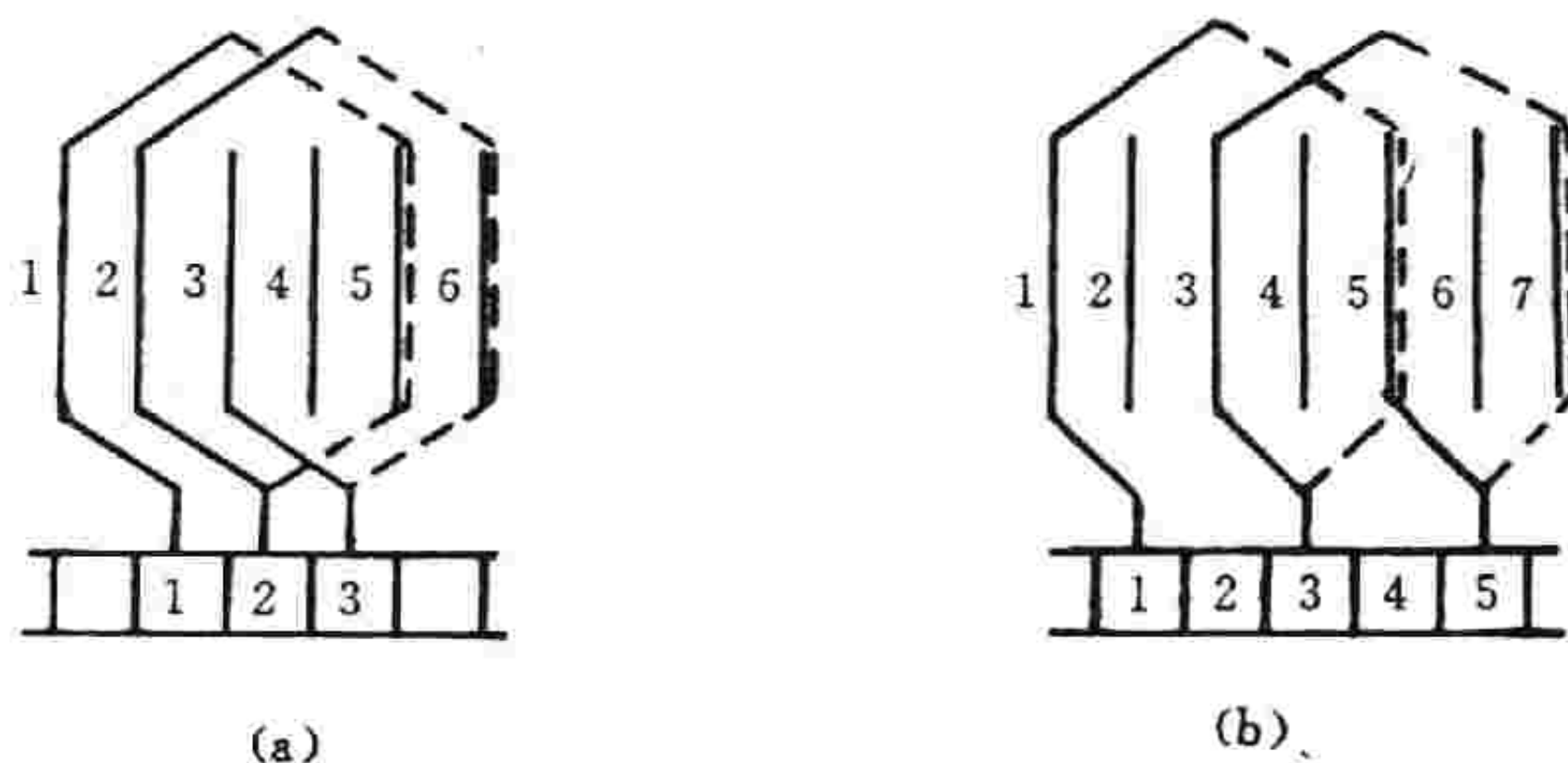


图23-1 叠绕组的连接

(a)单叠绕组 (b)双复叠绕组

波绕组是一个元件的两出线端分别接在相距约为两个极距的换向片上,连接的元件象波浪形一样,如图23-2所示。若串联的元件绕电枢一周(串联 p 个元件)后,回到与起始片相邻的换向片上,则称为单波绕组,若回到与起始片相隔数片的换向片上,则称为复波绕组。

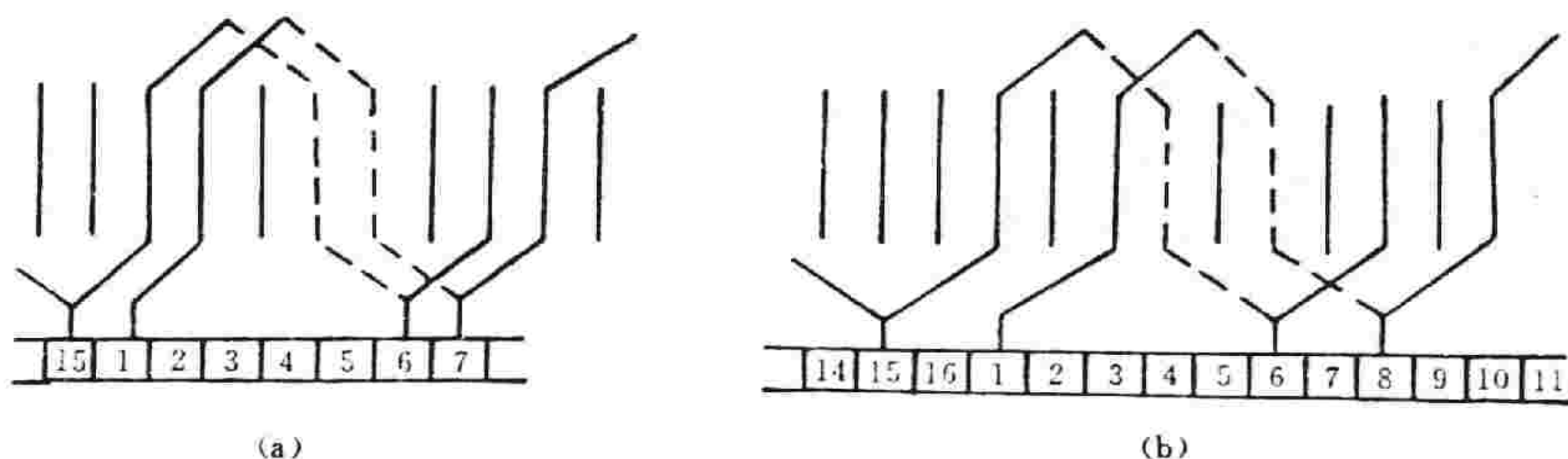


图23-2 波绕组的连接
(a)单波绕组 (b)双复波绕组

由于单叠绕组和单波绕组是最基本的两种形式,掌握了单叠和单波两种绕组的连接规律,就不难掌握复叠和复波的连接规律。因此,本书只介绍单叠和单波绕组。

二、实槽和虚槽

对于中小型直流电机,往往由于槽数少,而在每一实槽中并排放置二、三排或 u 排元件边,因此一个实槽可以看成 u 个“虚槽”,每一个虚槽的上、下层各有一个元件边,如图23-3所示。在一般情况下,实际的槽数 Z 与虚槽数 Z_c 的关系如下:

$$Z_c = uZ \quad (23-1)$$

由于一个换向片接一个上元件边和一个下元件边,而一个元件有两个元件边,所以元件数 S 等于换向片数 K ;又由于一个虚槽放两个元件边,相当于一个元件,所以元件数又等于虚槽数,因此

$$S = K = Z_c \quad (23-2)$$

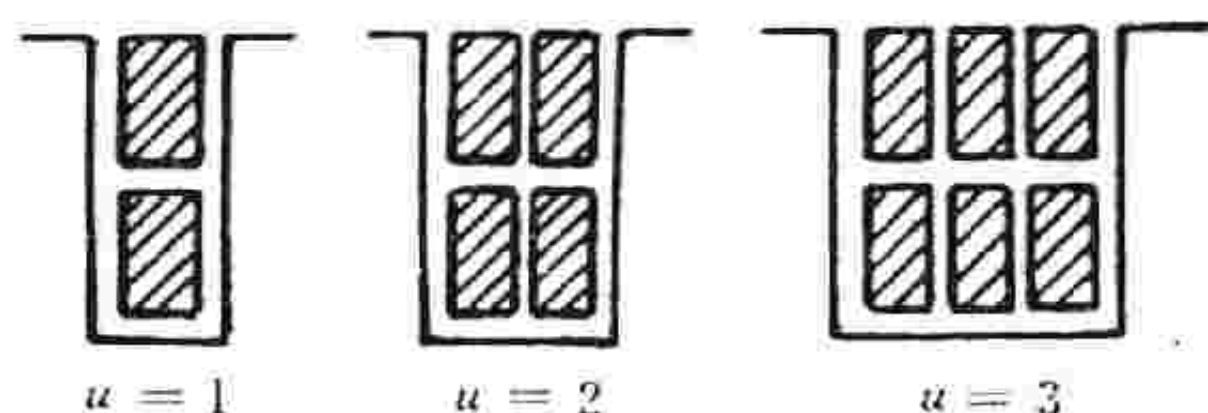


图23-3 实槽与虚槽

三、节距

电枢绕组各元件的连接规律是通过下列四个节距来确定的,各绕组节距的计算一般以虚槽数表示。

1. 第一节距 y_1

一个元件的两有效边在电枢表面所跨的虚槽数,称为第一节距或后节距,用 y_1 表示,如图23-4中所示。为了使元件的感应电动势最大, y_1 所跨的距离应等于或接近一个极距,即

$$y_1 = \frac{Z_c}{2p} \mp \epsilon = \text{整数} \quad (23-3)$$

由于节距一定要为整数,否则无法嵌线。因此当 $\frac{Z_c}{2p}$ 不为整数时,应加上或减去一个小于1的分数 ϵ ,使 y_1 凑成整数。若 $\epsilon=0$,称为整距绕组;若取“ $-\epsilon$ ”,则为短矩绕组;取“ $+\epsilon$ ”,则为长矩绕组。

组。直流电机中,为了改善换向和节约端部用铜,常常采用短距绕组。

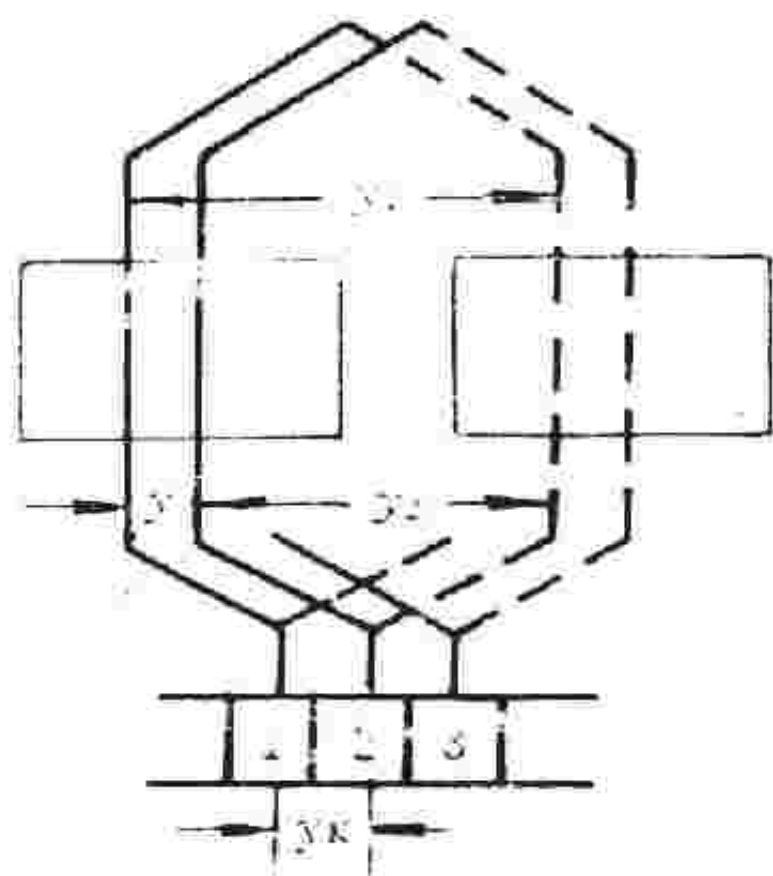


图23-4 绕组元件的节距

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与第二元件的上元件边之间在电枢表面所跨的虚槽数,称为第二节距或前节距,用 y_2 表示,如图23-4中所示。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所跨的虚槽数,称为合成节距,用 y 表示,如图23-4中所示。合成节距 y 与第一节距 y_1 及第二节距 y_2 之间有下列关系:

$$y = y_1 + y_2 \quad (23-4)$$

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的换向片数,称为换向器节距,用 y_k 表示,如图23-4中所示。由图可见,绕组元件在电枢上移动的槽数必须和元件边所接换向片所移动的片数相对应,所以合成节距 y 和换向器节距 y_k 总是相等的,即

$$y_k = y \quad (23-5)$$

§ 23-2 单 叠 绕 组

一个元件的两元件边接到相邻两换向片上,紧接着连接另一元件,这样连续连接下去形成一条闭路称为单叠绕组(*simplex lap winding*)。单叠绕组绕制时,每绕一个元件便在电枢表面移动一个虚槽。如果 $y = y_k = +1$,则绕组向右移动,称为“右行”绕组,如图23-5(a)所示。如果 $y = y_k = -1$,则绕组向左移动,称为左行绕组,如图23-5(b)所示。左行绕组由于端接线交叉,用铜较多,故叠绕组常采用右行绕组。

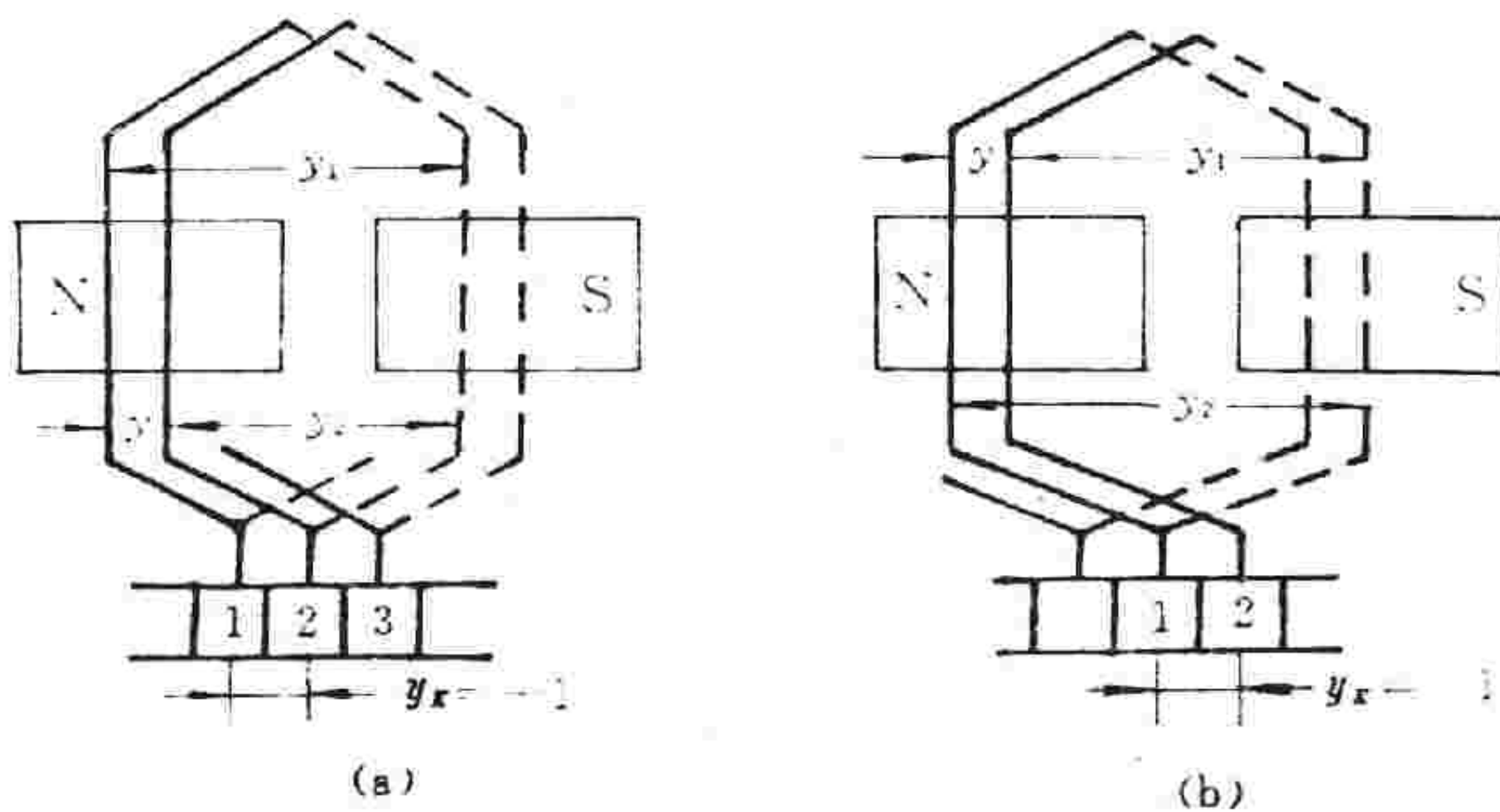


图23-5 单叠绕组元件中电枢上的串联情况

(a)右行绕组 (b)左行绕组

下面举例说明单叠绕组的连接方法和特点。

例23-1 已知电机极数 $2p=4$ ；电枢槽数和换向片数均等于16。此时 $u=1$ ； $Z=Z_e=S=K=16$ 。试绕制一单叠右行整距绕组。

一、节距计算

因为是右行绕组，故

$$y = y_k = +1$$

因为是整距绕组，故

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \mp \epsilon = \frac{16}{4} \mp 0 = 4$$

$$y_2 = y - y_1 = 1 - 4 = -3$$

二、画绕组展开图(参阅图23-6)

(1)画出16个槽中的元件边，以实线代表上层边，虚线代表下层边，并编上号码。该号码既是槽号，也是元件号。然后在元件边的下面画出16个换向片。

(2)根据 $y_1=4$ 画第一元件。该元件首端从换向片1出发，先将1号元件的上层边嵌入1号槽内，下层边嵌入 $1+y_1=1+4=5$ 号槽内，按 $y_k=+1$ ，回到 $1+y_k=1+1=2$ 号换向片上。根据对称的要求，在选取该元件所连的换向片时，应在两元件边居中的位置。换向片的编号与它所连接的元件上层边编号相同。

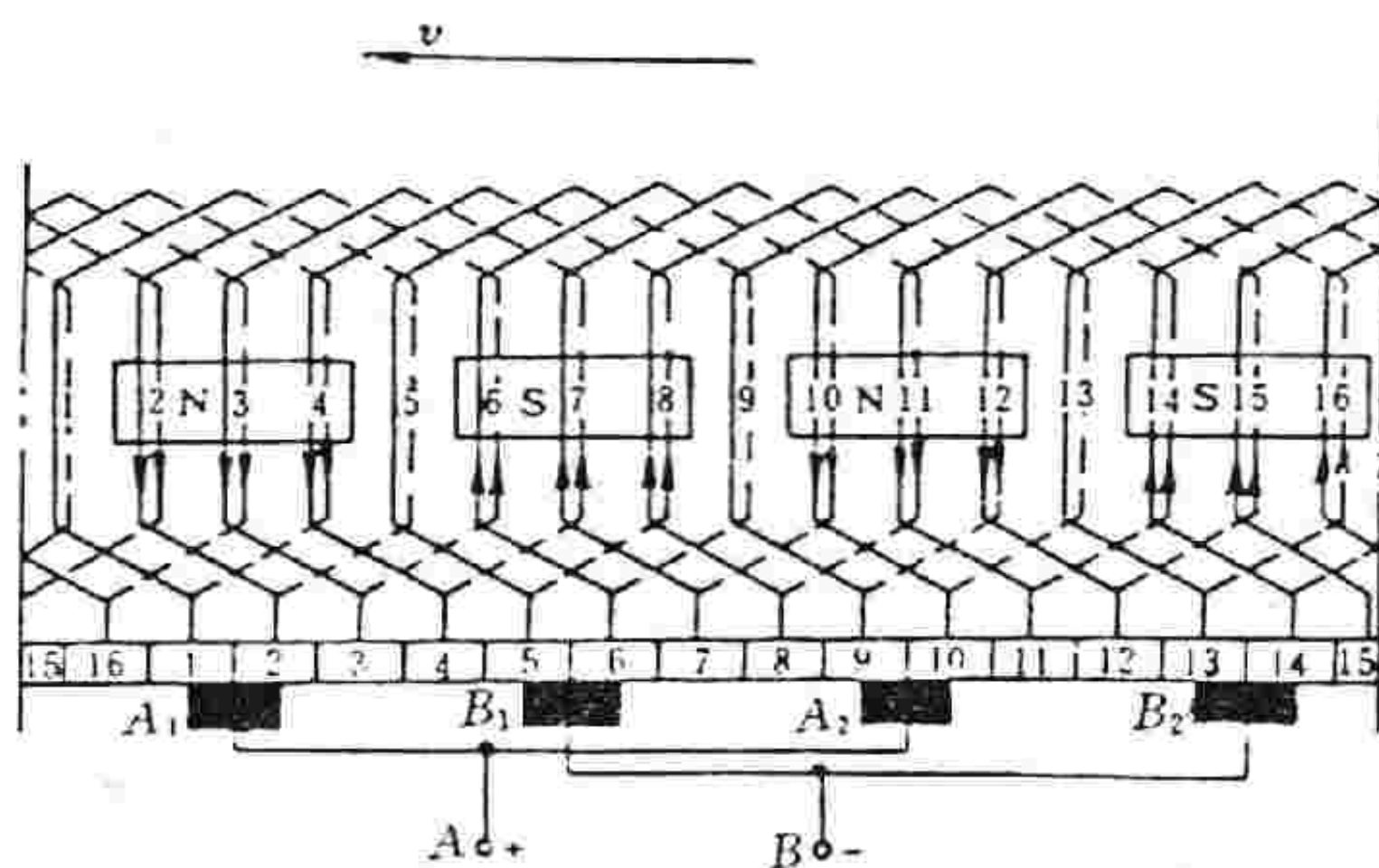


图23-6 单叠绕组展开图

$$2p=4 \quad Z=K=S=16$$

(3)第二元件紧与第一元件串联，故第二元件的首端应和第一元件的尾端接在同一换向片上。第二元件从换向片2出发，它的上层边按 $y=1$ 嵌入2号槽，下层边按 $y_1=4$ 嵌入6号槽，并回到3号换向片上。这样依次连接16个元件，最后回到1号换向片，得到一个闭合绕组。

(4)画出四个磁极，使它们相互间的间隔相等，并按极性相间标出N、S极。图上方的箭头表示电枢绕组的旋转方向。根据右手定则，可确定所示瞬间各元件边内的感应电动势方向，如图中元件边上标的箭头所示。

顺便指出，电枢绕组和换向器是旋转的，而磁极是不动的，因此在确定磁极位置时，只需把它们对称地分布在圆周上，而不必考虑它们和电枢铁心槽间的相对位置。事实上，它们和电枢

铁心槽间的位置关系,随着电枢转动是变化的。

三、确定电刷位置

放置电刷的原则是:电机空载时,正、负电刷之间获得的电动势最大,而且被电刷短路的元件的感应电动势最小或等于零。为了进一步说明图23-6各绕组元件的连接情况和元件中的电动势分布情况,我们将展开图画成如图23-7所示的电路示意图,图中各元件标以和展开图相同的编号,用箭头表示元件电动势的方向。从图可见,此瞬间元件1、5、9、13中的电动势为零。原因是这些元件的元件边都处于几何中性线(两相邻主磁极之间的中心线)上,空载时,此中心线所通过的电枢表面上的磁密为零。为了获得最大电动势,电刷应与电动势为零的元件1、5、9、13所连的换向片接触。这样,正、负电刷间每段电路所串联的三个元件的电动势方向都相同,故正、负电刷间的电动势达到最大值,此时电刷位置,如图23-7中所示。如果电刷偏离这一位置,则正、负电刷间每段电路所串联的三个元件电动势,或有的方向相反,或有的电动势为零,将造成正、负电刷间电动势减小的结果。同时,由于被电刷短路的元件电动势不为零,还将产生环流引起不良后果。

按图23-7中电刷位置将电刷画到图23-6的展开图上,由图可知,对于由端部对称的元件组成的绕组,由于线圈的轴线与主极轴线重合时,线圈电动势等于零,所以电刷必须放在主磁极轴线所对应的换向器表面上。我们把线圈轴线与主磁极轴线重合时,该线圈所接两换向片的分界线称为换向器的几何中性线,所以也可以说电刷是放在换向器的几何中性线上。通常简称为“电刷放在几何中性线上”。为了作图上的简便,在以后的直流电机示意图中,常省去换向器而把电刷直接画在电枢的几何中性线上,如图23-8所示。

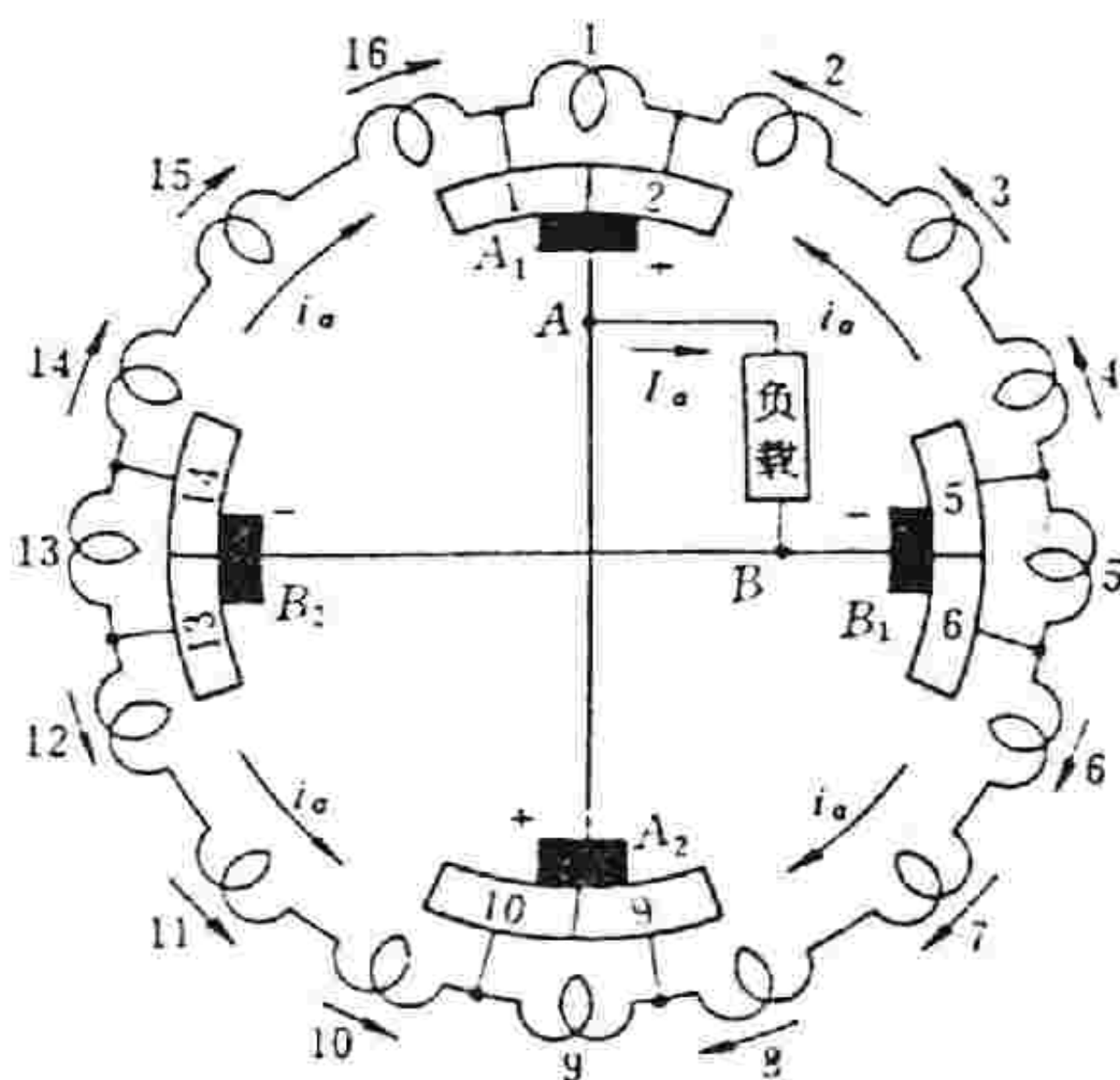


图23-7 单叠绕组的电路图

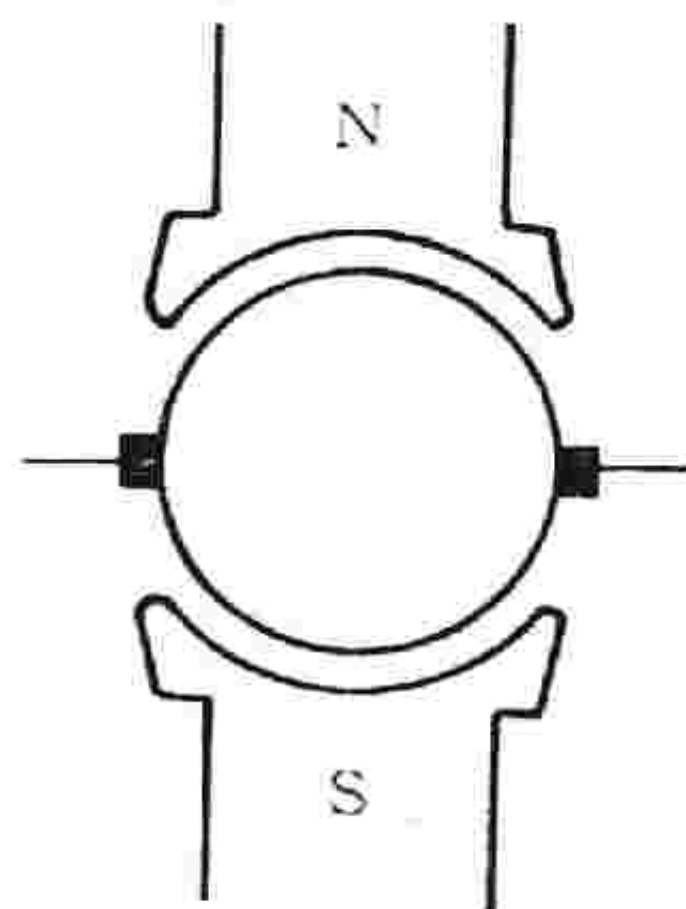


图23-8 直流电机示意图

四、单叠绕组的特点

(1)从图23-7可见,电刷 A_1 、 A_2 的极性为正, B_1 、 B_2 的极性为负,将相同极性的电刷连在一起,于是电枢绕组构成四条并联支路。实际上,任何瞬间,上元件边处在同一主磁极底下的元件

具有相同的电动势方向,它们串联起来形成一条支路。因此一个主极对应着一条支路,本例有四个主磁极,故有四条并联支路。一般情况下, $2p$ 个极的电机,有 $2p$ 条支路,即绕组的并联支路数恒等于电机的主极数,或

$$2a = 2p \quad (23-6)$$

式中 a ——并联支路对数。

(2)电刷数等于电机的主磁极数。电刷装在几何中性线上,一对磁极需装两个电刷,两对极可装四个电刷,所以电刷对数等于主磁极对数。这种情况称为全额电刷数。

(3)正、负电刷之间的电动势,即电枢绕组的电动势,称为电枢电动势(*armature e. m. f.*)。由于电枢绕组的各支路是并联的,所以电枢电动势 E_a 等于支路电动势 e_a 。

$$E_a = e_a \quad (23-7)$$

(4)电枢电流等于各支路电流之和,电机有 $2a$ 条支路,所以电枢电流 I_a 为

$$I_a = 2ai_a \quad (23-8)$$

式中 i_a ——支路电流。

§ 23-3 单波绕组

单波绕组(*simplex wave winding*)的第一节距 y_1 与叠绕组一样,要求等于或接近于一个极距。而换向器节距 y_k 接近于两个极距所跨的换向片(即 $y_k \approx \frac{K}{p}$),但不能刚好等于两个极距所跨的换向片。因为当 y_k 等于两个极距(即 $y_k = \frac{K}{p}$)时,由出发点开始,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。如果绕组从某一换向片出发,沿电枢圆周和换向器绕一周(串联 p 个元件)后恰好回到原来出发的那个换向片相邻的一片上,则可由此再绕第二周、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 yK 值应满足下列关系:

$$py_k = K \mp 1$$

或

$$y_k = y = \frac{K \mp 1}{p} = \text{整数} \quad (23-9)$$

式中如取负号,则绕行一周后将落到出发换向片的左边一片上,称为左行绕组(见图23-9(a));如取正号,则绕行一周后落到出发换向片的右边一片上,称为右行绕组(见图23-9(b))。右行绕组的端接线交叉,且比左行绕组的端接线略长,故波绕组常采用左行绕组。

波绕组的第二节距 y_2 为正值,同样满足 $y = y_1 + y_2$ 的关系。

下面举例说明单波绕组的连接方法和特点。

例23-2 已知电机极数 $2p = 4$;槽数和换向片数均等于15。此时 $u = 1$; $S = Z = Z_c = K = 15$ 。要求绕制一左行短距单波绕组。

1. 节距计算

$$y = y_k = \frac{K - 1}{p} = \frac{15 - 1}{2} = 7 \text{ (左行绕组)}$$

$$y_1 = \frac{Z_c}{2p} - \epsilon = \frac{15}{4} - \frac{3}{4} = 3 \text{ (短距绕组)}$$

$$y_2 = y - y_1 = 7 - 3 = 4$$

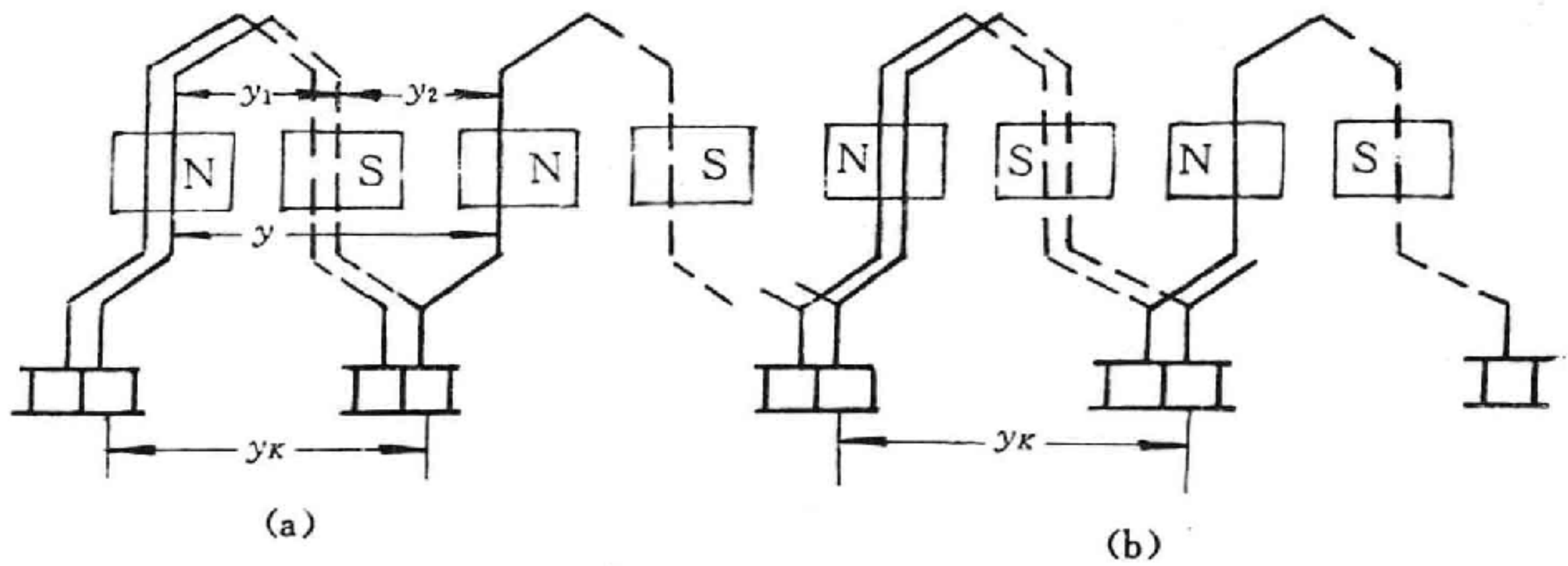


图23-9 单波绕组元件在电枢上串联情况
(a)左行绕组 (b)右行绕组

2. 画绕组展开图(参阅图23-10)

图上的编号方法与单叠绕组的相同。假定从1号换向片开始,第1号元件的上层边嵌入1号槽,下层边嵌入 $1 + y_1 = 1 + 3 = 4$ 号槽,并接到 $1 + y_k = 1 + 7 = 8$ 号换向片上,再从此开始,把8号元件的上层边嵌入8号槽,把8号元件的下层边嵌入 $8 + y_1 = 8 + 3 = 11$ 号槽。槽11的下层边应接到 $8 + y_k = 8 + 7 = 15$ 号换向片上。这时,绕组已沿电枢绕行一周,刚好回到起始片的左边一片上。从15号换向片出发又串联第三个元件(第15号元件)……,按此规律连续绕下去,可将15个元件全部绕完,并回到1号换向片,构成一个闭合绕组,元件的连接次序是,1—8—15—7—14—6—13—5—12—4—11—3—10—2—9—1。

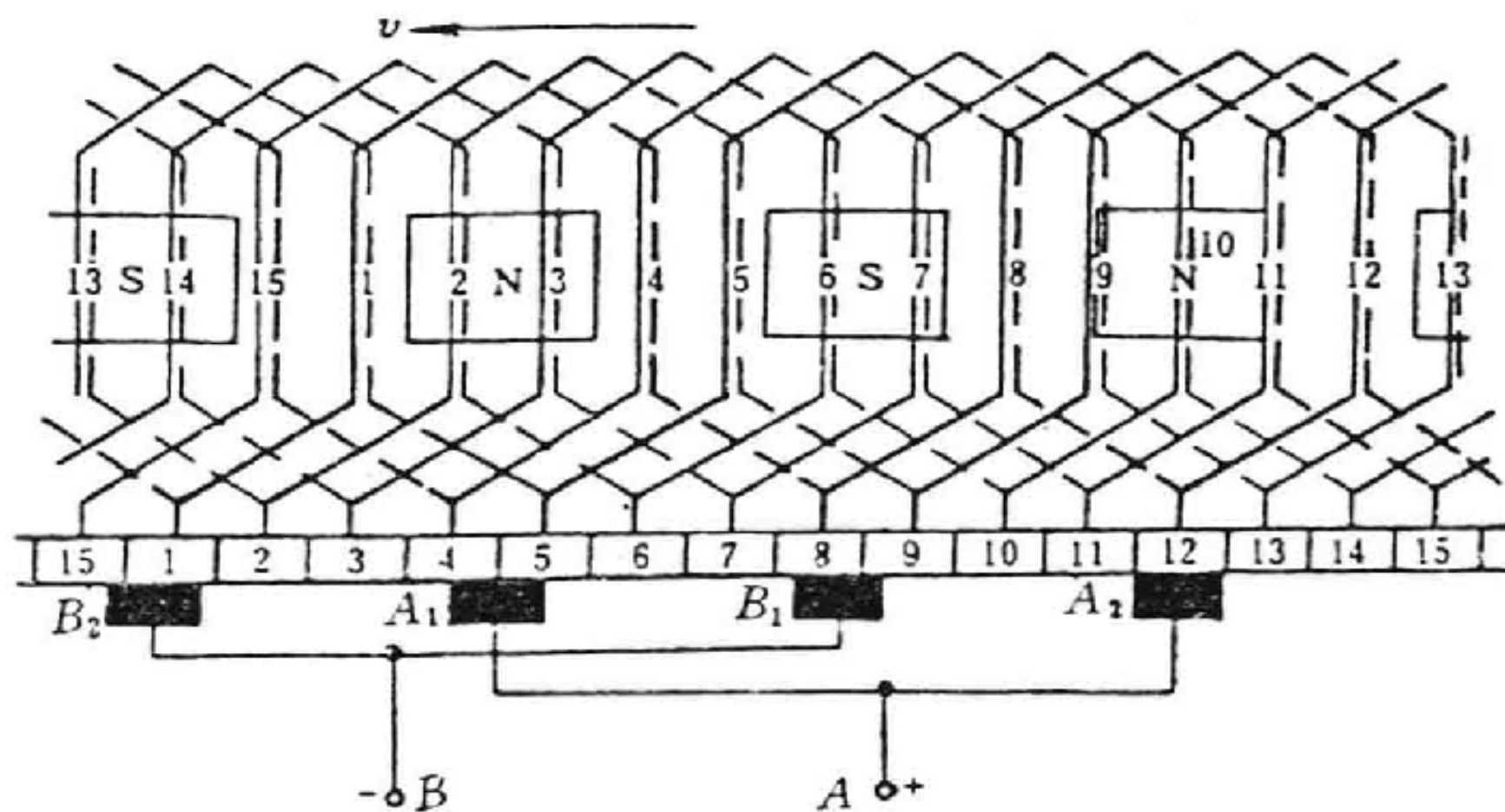


图23-10 单波绕组展开图
 $2p=4, S=K=Z=15$

3. 电刷放置

电刷的放置原则和单叠绕组相同,当元件端接对称时,应将电刷放在主磁极中心线所对应的换向器表面上。

4. 单波绕组的特点

(1)作出单波绕组各元件串接的电路示意图,如图 23-11 所示。由图可知,单波绕组是将所有上层在 N 极下的绕组元件串联为一条支路,所有上层在 S 极下的绕组元件串联为另一条支路,然后将这两条支路并联起来,故单波绕组的并联支路数与主磁极对数无关,它总是等于 2,即

$$2a = 2$$

或

$$a = 1$$

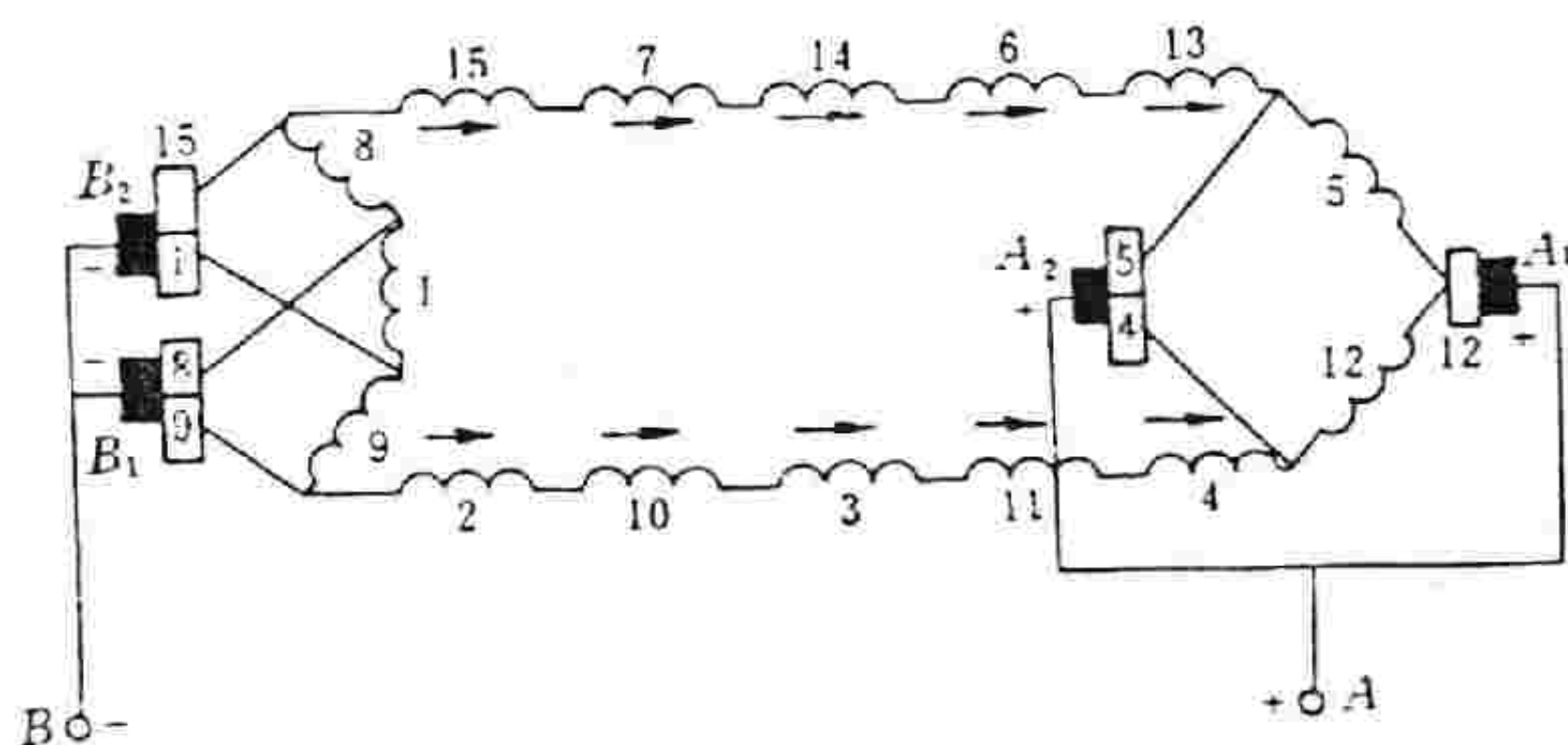


图 23-11 单波绕组的电路图

(2)由于单波绕组只有两条并联支路,故原则上只需两个电刷就够了。但是通常为了减少换向器的轴向长度,一般仍采用 $2p$ 组电刷(即全额电刷)。

(3)由于只有两条并联支路,因此,在一定的绕组元件数下,每支路串联的元件数较多,因而可得到较高的电压。

(4)由于只有两条支路,所以电枢电流 I_a 等于支流电流 i_a 的两倍,即

$$I_a = 2i_a$$

§ 23-4 直流电机的磁动势和磁场

一、空载时的主磁场

1. 主磁通和漏磁通

当电机空载、励磁绕组通有励磁电流时,励磁磁动势就在电机内产生磁场,如图 23-12 所示。由图可见,主极磁通中的大部分经过气隙进入电枢,这部分磁通同时与定、转子绕组相交链,称为主磁通,用 Φ 表示。主磁通将在电枢绕组中感应电动势,主磁通和电枢电流相互作用产生电磁转矩,因此,主磁通是直流电机中起有效作用的磁通。另一小部分磁通不通过气隙,仅与励磁绕组交链,称为主极漏磁通,用 Φ_l 表示,漏磁通只增加磁极和定子轭的饱和程度,而不

能在电枢中产生电动势和转矩,通常主极漏磁通约占主磁通的 15~25%。

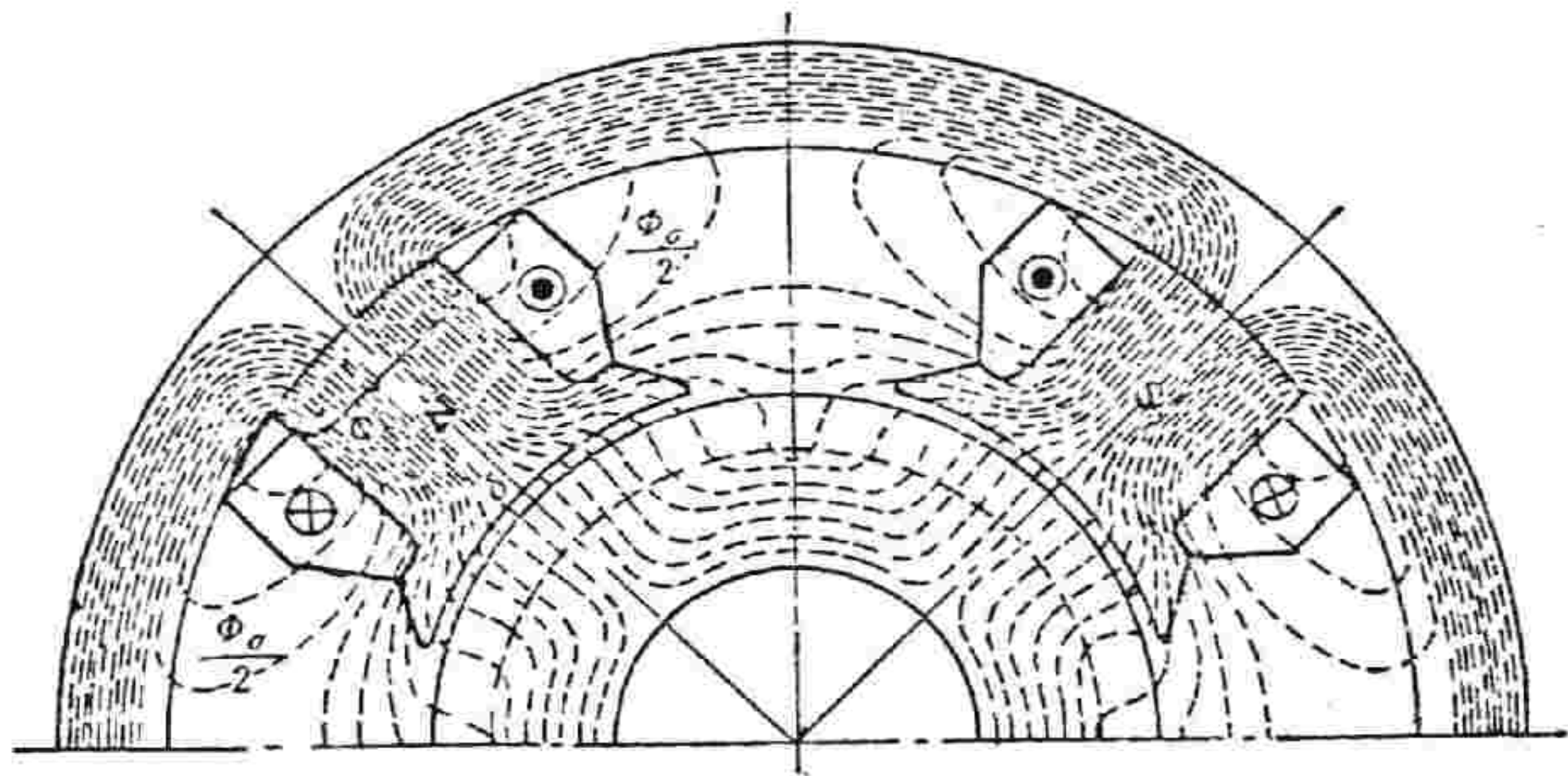


图 23-12 主磁通和漏磁通的分布

2. 气隙主极磁场的分布

根据磁路欧姆定律,气隙某处磁通或磁密的大小取决于该处的磁动势和磁阻的大小。如果忽略铁磁材料中所消耗的磁动势,则根据全电流定律,励磁绕组通过励磁电流后建立的磁动势,就全部消耗在气隙中。若不考虑电枢齿槽的影响,则在极弧范围以内的气隙大小相等,各点的磁阻相同,因而各点的磁密大小相同,都为 B_{δ} ;而在极弧范围以外,磁路的气隙长度增大,因而磁密显著减小,到两极之间的几何中性线上,磁密为零。整个磁极下磁密的分布为一平顶波,若规定磁力线方向由定子指向转子为正,其磁密分布如图 23-13 所示。

3. 磁化曲线

主磁通经过的磁路由主极铁心、气隙、电枢齿、电枢铁心、定子磁轭等五部分组成。对已知电机,根据每极下的主磁通 Φ_0 和磁路各部分的几何尺寸及其所用材料,由全电流定律即可算出产生一定的主磁通 Φ_0 所需的励磁磁势 F_f ,不同的 Φ_0 ,可算出不同的 F_f ,作出 $\Phi_0=f(F_f)$ 关系曲线即为电机的磁化曲线,如图 23-14 所示。

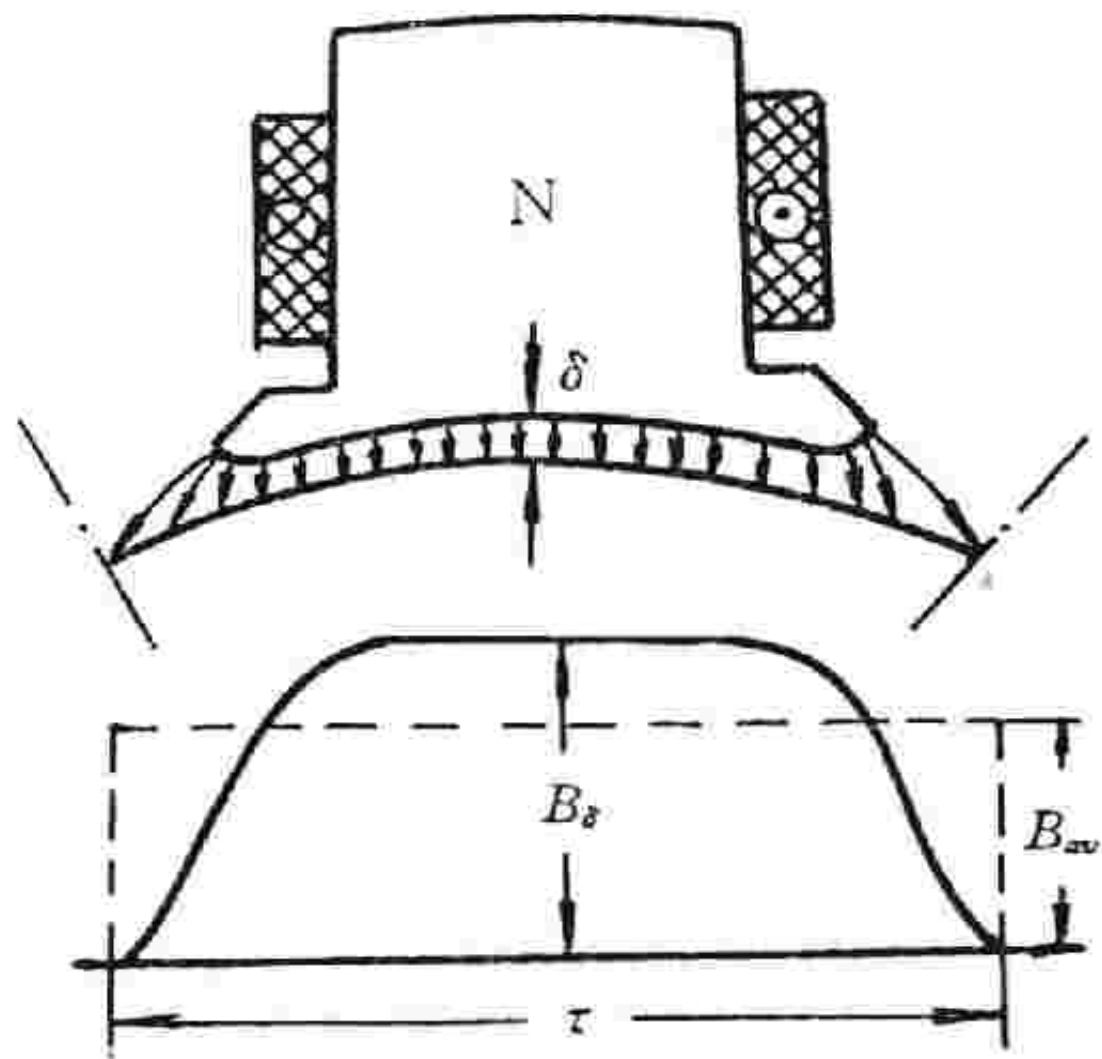


图 23-13 气隙磁密的分布

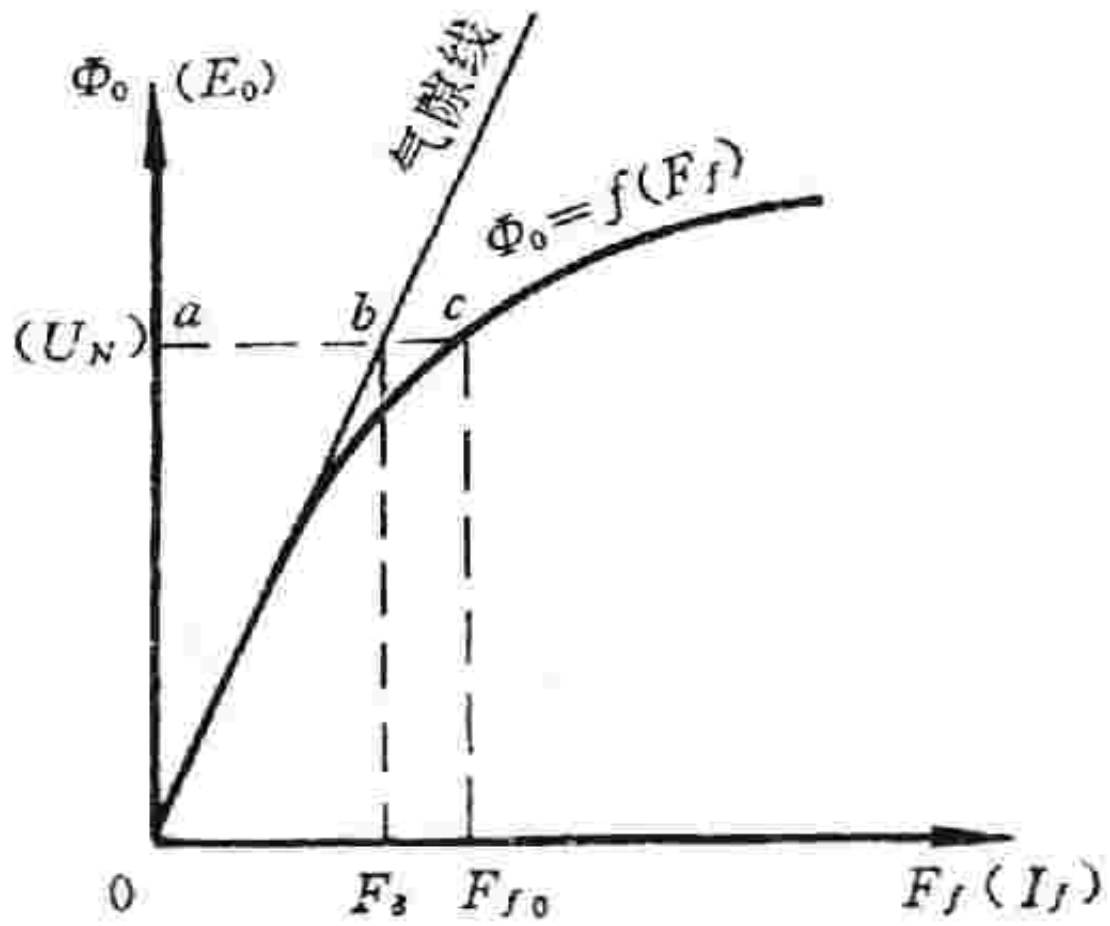


图 23-14 直流电机的磁化曲线

当电机的主磁通较小时,磁路中的铁磁部分没有饱和,磁化曲线是直线关系。由于气隙磁阻比未饱和时铁的磁阻大很多倍,此时的励磁磁动势基本上都消耗于气隙中,所以将磁化曲线的直线段延长,可得 $\Phi_0 = f(F_0)$ 的关系,该线称为气隙线(*air gap line*)。随着 Φ_0 的增大,铁心部分所需的磁动势增长很快,磁化曲线呈饱和状。

电机磁路的饱和程度,可用下式表示。

$$k_\mu = \frac{F_{f0}}{F_0} = \frac{\overline{ac}}{\overline{ab}} \quad (23-10)$$

式中 k_μ ——磁路的饱和因数。它的大小对电机所用材料和工作性能有很大的影响。为了经济地利用材料,在额定电压时,电机一般运行在磁化曲线开始弯曲处,如图23-14中的 c 点,此时的 $k_\mu = 1.1 \sim 1.35$ 。

二、电枢磁动势和磁场

直流电机带有负载时,电枢绕组中的电流将产生电枢磁动势。电枢磁动势一方面与主极磁场相互作用产生电磁转矩,另一方面使气隙磁场发生畸变,对电机的运行性能将产生影响。

电枢磁动势和磁场沿电枢表面的分布规律与电刷的位置有关。下面就电刷在几何中性线和不在几何中性线上两种情况进行分析。

1. 电刷放在几何中性线上时的电枢磁动势和磁场

为了简化分析,设电枢绕组是整距的。根据前述,电刷放在几何中性线上意味着电刷与处于几何中性线的导体相接触,如图23-15(a)所示。图中未画出换向器而直接把电刷画成与几何中性线上的导体相接触。由于电枢绕组各支路中的电流是通过电刷引出或引入,故图中电刷是电枢表面电流分布的分界线。在图23-15(a)中,以电刷为界,电枢上半圆周的导体电流方向如果是流入纸面,则下半圆周的导体电流方向必为流出纸面,根据右手螺旋定则,该电枢磁动势建立的磁场分布如图中虚线所示。由图可知,当电刷放在几何中性线上时,电枢磁动势的轴线也在几何中性线上,几何中性线又称为交轴,所以这种电枢磁动势称为交轴电枢磁动势。

为了研究电枢磁动势的大小和分布,把电枢外圆展开成一直线,并把电刷、主极等绘出,如图23-15(b)所示。由于电枢磁场对主极轴线对称分布,故分析时以主极轴线与电枢表面的交点 O 为原点。距原点为 $\pm x$ 处取一闭合回线,根据全电流定律,消耗在这回线各段磁路的总磁动势应等于该回线所包围的全电流,即

$$\begin{aligned} \oint H dl &= \frac{N}{\pi D} \cdot 2x \cdot i_a = \frac{N i_a}{\pi D} \cdot 2x \\ &= A \cdot 2x \quad (\text{安 / 对极}) \end{aligned} \quad (23-11)$$

式中 N ——电枢绕组总导体数;

D ——电枢外径;

$\frac{N}{\pi D} \cdot 2x$ ——回路所包围的导体数;

$A = \frac{N i_a}{\pi D}$ ——每单位电枢周长的安培导体数,称为电枢的电负荷(*electric loading*)。当 i_a 一定时, A 为常数。

为简化计算,略去铁心磁阻不计,则上述总磁动势只消耗在两个气隙上,因此在 x 点处每个气隙的电枢磁动势为

$$F_{ax} = \frac{1}{2} A \cdot 2x = A \cdot x \quad (\text{安 / 每极}) \quad (23-12)$$

上式表明,电枢表面上不同点的电枢磁动势是不同的,且与 x 成正比地变化。若仍规定产生从定子(主磁极)进入转子(电枢)的磁通的磁动势为正,则可作出电枢磁动势的分布呈三角形波,在 $x=0$ 处, $F_{ax}=0$; $x=\frac{\tau}{2}$ 处,磁动势最大,故交轴电枢磁动势的最大值为

$$F_{ax} = F_a = \frac{A\tau}{2} \quad (\text{安/极}) \quad (23-13)$$

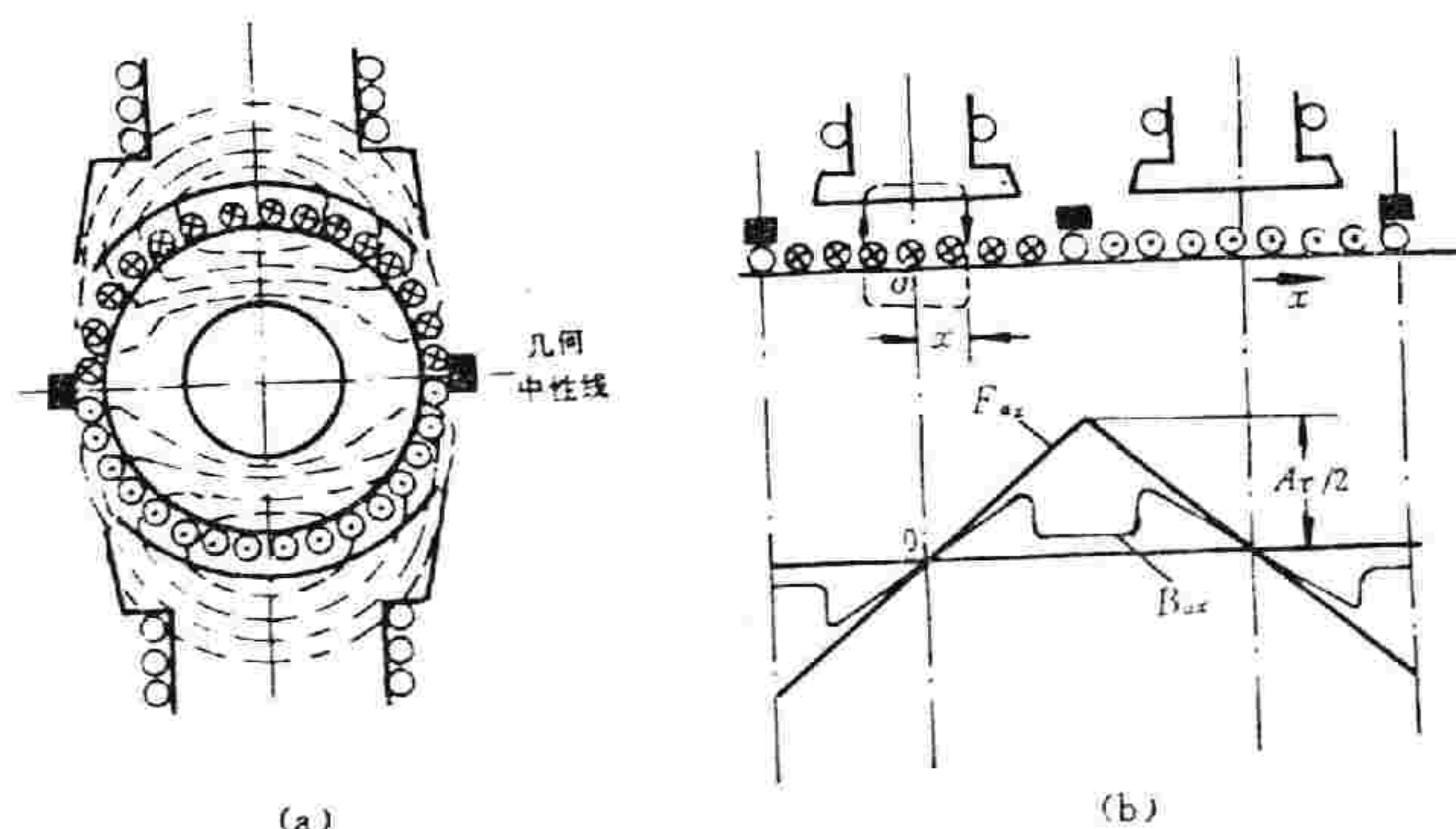


图23-15 电刷放在几何中性线上的电枢磁动势和磁场

根据电枢圆周各点气隙的磁路长度可求得电枢磁场沿气隙的磁密 B_{ax} 为

$$B_{ax} = \mu_0 H_{ax} = \mu_0 \frac{F_{ax}}{\delta'} \quad (23-14)$$

式中 $\delta' = k_d \delta$ —— 计算气隙长度;

δ —— 气隙长度;

k_d —— 气隙系数或称卡氏系数 (Carter coefficient)。其值总大于1,它是考虑电枢有槽以后,引起气隙有效长度增大而引入的一个系数。

如果极靴下的气隙是均匀的,则 B_{ax} 与 F_{ax} 成正比,于是在极弧范围内的磁密分布是一条通过原点的直线。但在极间区域气隙显著地增大,故磁密 B_{ax} 大为减小,因此电枢磁密分布呈马鞍形曲线,如图23-15(b)所示。

结论:当电刷位于几何中性线上时,电枢磁动势成三角形波分布,其幅值为 $\frac{A\tau}{2}$,它位于几何中性线(交轴)上。电枢磁密沿电枢圆周成马鞍形分布。

2. 电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势

由于电机装配误差或其它原因,电刷有时不能恰好在几何中性线上。设电刷偏离几何中性线 β 角,相当于在电枢表面移过 b_p 的距离,如图23-16(a)所示。因电枢导体中的电流方向总是以电刷为分界线,所以电枢磁动势轴线亦随之移动 β 角度。为了分析方便,可把电枢磁动势分解为两部分,一部分为 2β 角以外,由 $(\tau - 2b_p)$ 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,如图23-16(b)所示,其最大值为

$$F_{aq} = A\left(\frac{\tau}{2} - b_\beta\right) \quad (\text{安/极}) \quad (23-15)$$

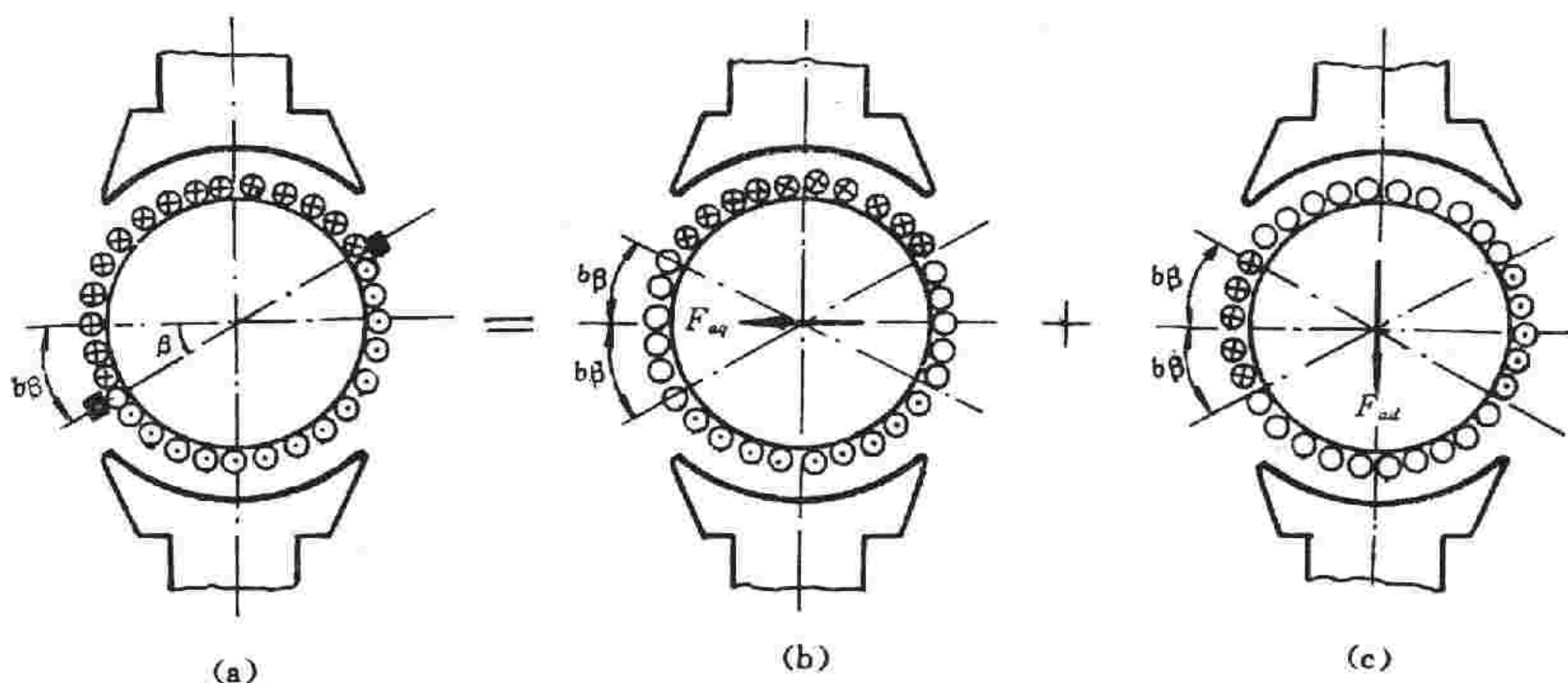


图23-16 电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势

(a)电枢磁动势 (b)交轴分量 (c)直轴分量

另一部分由 $2b_\beta$ 范围内的导体电流产生的磁动势,此磁动势的轴线在主极轴线上,如图23-16(c)所示。主极轴线称为直轴,所以这部分磁动势称为直轴电枢磁动势,其最大值为

$$F_{ad} = Ab_\beta \quad (\text{安/极}) \quad (23-16)$$

从上述分析可知,电刷不在几何中性线时,除了交轴电枢磁动势外,还有直轴电枢磁动势。

§ 23-5 直流电机的电枢反应

负载时电枢磁动势对主磁场的影响称为电枢反应(*armature reaction*)。交轴电枢磁动势对主磁场的影响,称为交轴电枢反应;直轴电枢磁动势对主磁场的影响,称为直轴电枢反应。

一、电刷位于几何中性线上时的电枢反应

就同一台直流电机而言,如果主磁极的极性相同,同极性下的导体中电流方向也相同,作发电机运行或作电动机运行时,电枢磁动势对主极磁场的作用是相同的,因此可用同一图进行分析,如图23-17(a)所示,所不同的只是旋转方向相反而已。因电刷放在几何中性线上,电枢磁动势全部为交轴电枢磁动势,所以只存在交轴电枢反应。若磁路不饱和,可用迭加原理求出气隙磁场的分布。图23-17(b)是23-17(a)的展开图,图中 B_{0x} 表示电机空载时的主磁场(平顶波), B_{ax} 表示负载时由电枢磁动势单独建立的电枢磁场(马鞍形波)。将 B_{0x} 与 B_{ax} 沿电枢表面逐点相加,便得负载时气隙内的合成磁场 B_{sx} 的分布曲线。比较 B_{sx} 与 B_{0x} 曲线,可以看出交轴电枢磁场对主极磁场的影响,即可看出交轴电枢反应的表现如下:

(1)使气隙磁场发生畸变,每个主极下的磁场,一半被削弱,另一半被加强。以发电机为例,

前极尖(电枢转动时进入的磁极边)被削弱,后极尖(电枢离开的磁极边)被加强。对电动机而言,若电枢电流的方向仍如图中所示,电动机的旋转方向与发电机的相反,所以是前极尖被加强,后极尖被削弱,和发电机的情况恰恰相反。

(2)使物理中性线偏离几何中性线一个角度 α 。对于发电机,顺电枢转向移过 α 角;对电动机来说,则逆着电枢转向移过 α 角。其物理中心线是通过电枢表面气隙磁密等于零处的直线。

(3)在磁路未饱和的情况下,主极磁场被电枢反应削弱的数量(图23-17(b)中面积 S_1)恰好等于被电枢反应加强的数量(图23-17中面积 S_2),因此每极磁通 Φ 不变,即负载时的电枢电动势等于空载时的电枢电动势。不过在实际情况,电机的磁路总是饱和的。对发电机来说,负载时主磁极的后极尖由于交轴电枢反应的加磁作用,使饱和程度提高,于是铁心磁阻增大,使后极尖处实际的合成磁场曲线比不计饱和时略低(面积 S_3);主极的前极尖,由于交轴电枢反应的去磁作用,磁密将比空载时低,使饱和程度降低,磁阻略有减少,因此前极尖的实际磁场曲线比不计饱和时略有升高(面积 S_4)。考虑饱和时,气隙合成磁密的分布曲线将如图23-17(b)中虚线所示。与不计饱和时的曲线相比,后极端磁密增加的数量,小于前极端磁密减少的数量(即面积 $S_4 < S_3$),因此负载时每极的合成磁通比空载时每极磁通略小,所以当磁路饱和时,交轴电枢反应不但使主极磁场发生畸变,而且还有去磁作用,称为附加去磁作用。此时负载时电枢电动势小于空载时电枢电动势。

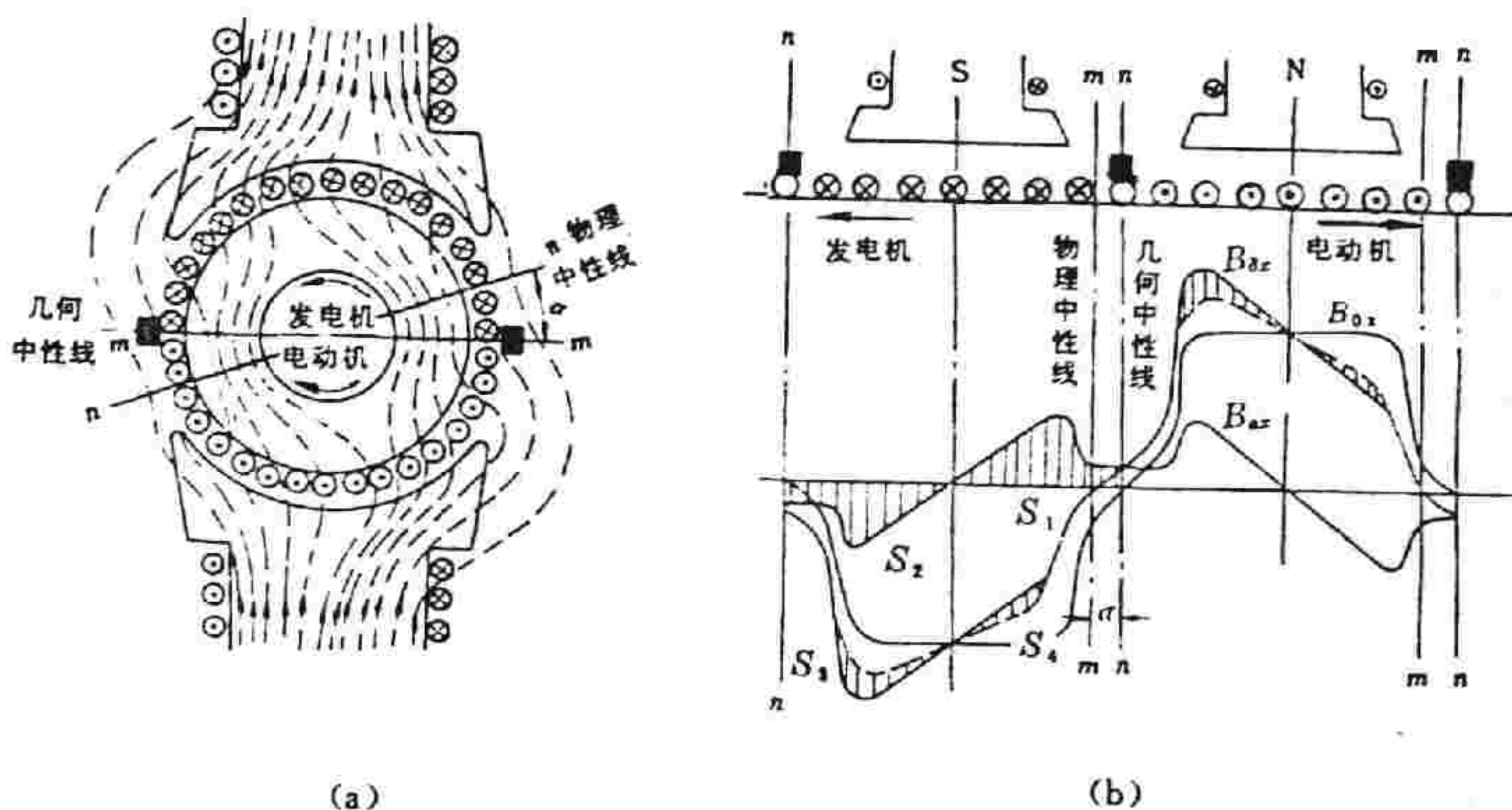


图23-17 交轴电枢反应

二、电刷不在几何中性线上时的电枢反应

电刷不在几何中性线上时,电枢磁动势由交轴和直轴电枢磁动势两个分量组成。交轴电枢磁动势产生的电枢反应和前面分析的一样。直轴电枢磁动势和主磁极轴线重合,若 F_{ad} 与 F_f 方向相同,则起加磁作用;若 F_{ad} 与 F_f 方向相反,则起去磁作用。综合电刷移动方向和电机运行状态,可得如下结论:

当电机作为发电机运行时,若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} 起去磁作用,如图23-18(a)所示;若逆着电枢旋转方向移动,则 F_{ad}

起加磁作用,如图23-18(b)所示。

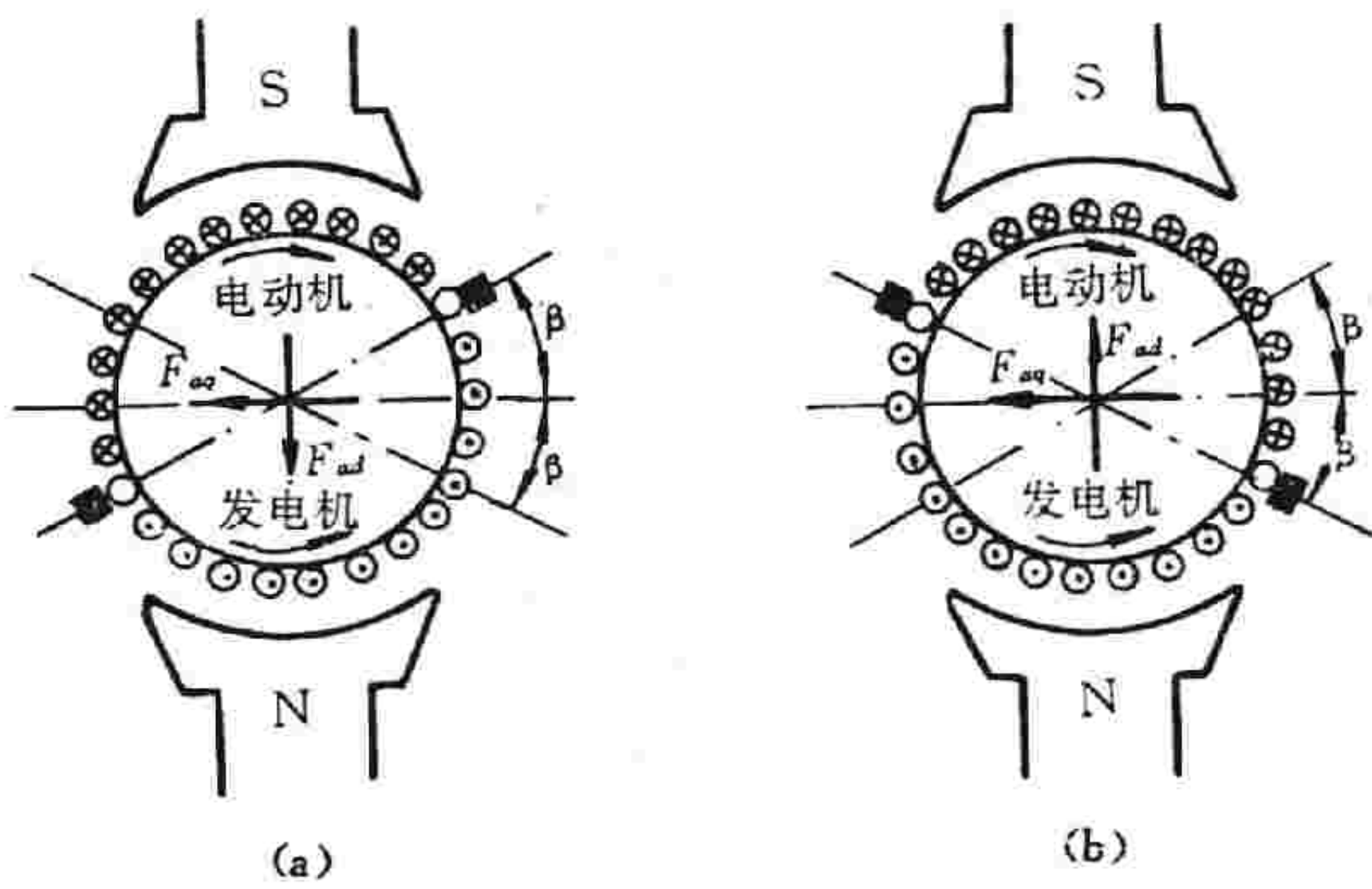


图23-18 电刷离开几何中性线时的电枢反应

当电机作为电动机运行时,则恰好与发电机时的结论相反。

如上所述,直流电机有负载时,由于电枢反应的附加去磁作用和电枢电阻压降,使发电机电端电压比空载时低,为了保持发电机的端电压不变,负载时必须增加主磁极的励磁电流,以补偿电枢反应和电阻压降对端电压的影响。

§ 23-6 直流电机电枢绕组的感应电动势和电磁转矩

一、电枢绕组的感应电动势

当电枢旋转时,电枢绕组将切割气隙磁场而感应电动势。电枢绕组的感应电动势是指正、负电刷之间的感应电动势,即每条支路中各串联导体感应电动势的总和。如图23-19所示,支路内各导体分布在磁场内各个不同的位置,各个导体内感应电动势的大小是不同的。计算支路电动势时,可先求出一根导体的平均电动势,然后乘上支路内的串联导体数,从而求得电枢绕组的感应电动势。

设电机为空载运行,电枢绕组为整距,电刷放在几何中性线上,如图23-19所示。则电枢绕组的感应电动势应为

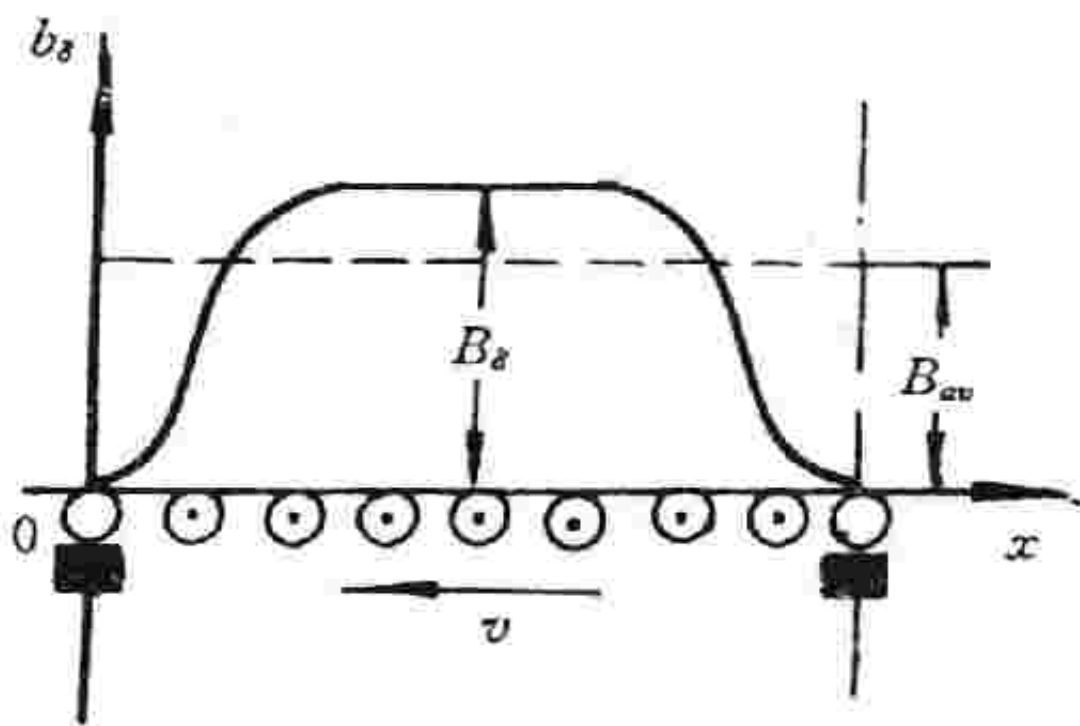


图23-19 支路内各导体在气隙磁场中的位置

$$E_a = \frac{N}{2a} e_{av} \tag{23-17}$$

式中 N ——电枢绕组的总导体数；

$2a$ ——支路数；

e_{av} ——每根导体的平均电动势。导体平均电动势可以从气隙的平均磁密算出，即

$$e_{av} = B_{av}lv$$

式中 B_{av} ——主极磁场的平均磁密

$$B_{av} = \frac{\Phi}{\tau l}$$

式中 l ——电枢有效长度；

v ——电枢的表面线速度；

τ ——电枢表面的极距。

若电枢铁心的直径为 D ，主极极数为 $2p$ ，则电枢表面周长为 $\pi D = 2p\tau$ 。如果电枢的转速 n 为每分钟转数，则电枢表面线速度为

$$v = 2p\tau \frac{n}{60}$$

于是导体平均电动势

$$e_{av} = \left(\frac{\Phi}{\tau l}\right)l(2p\tau \frac{n}{60}) = 2p\Phi \frac{n}{60} \quad (23-18)$$

将式(23-18)代入式(23-17)，即得电枢电动势为

$$E_a = \frac{N}{2a} \cdot 2p\Phi \frac{n}{60} = \frac{pN}{60a} \Phi n = C_e \Phi n \quad (23-19)$$

式中 $C_e = \frac{pN}{60a}$ ——直流电机的电动势常数。

当每极磁通 Φ 的单位用 Wb，转速 n 的单位用 r/min 分，则算出的电动势单位为 V。

由式(23-19)可知：

(1)对已制成的电机， p 、 N 、 a 均为定值，因此，电枢电势 E_a 正比于每极磁通 Φ 及转速 n 。

(2) E_a 与每极磁通 Φ 有关，而与磁场的分布形状无关，因此式(23-19)虽是从空载推出，但也适用于负载情况。

(3)当线圈为短距时，电枢电动势将减少一些，但在直流电机中，短距一般短得不多，实际上并无多大影响，可以不予考虑。

二、直流电机的电磁转矩

当电枢绕组中流过电流时，电枢交轴磁动势将与气隙磁场相互作用而产生电磁转矩。为便于分析，这里仍假定：

(1)电枢表面光滑无槽；

(2)电枢绕组导体数极多，在电枢表面均匀连续分布；

(3)绕组是整距元件；

(4)电刷位于几何中性线上。

此时任一导体所受到的切向电磁力为

$$f_x = B_{ax}li_a$$

式中 B_{ax} ——导体所在处气隙磁密的径向分量；

l ——电枢的计算长度；

i_a ——导体内电流, $i_a = \frac{I_a}{2a}$ 。

设电枢外径为 D , 则该电磁力所产生的电磁转矩为

$$T_x = f_x \cdot \frac{D}{2} = B_{ax} l \frac{I_a}{2a} \frac{D}{2}$$

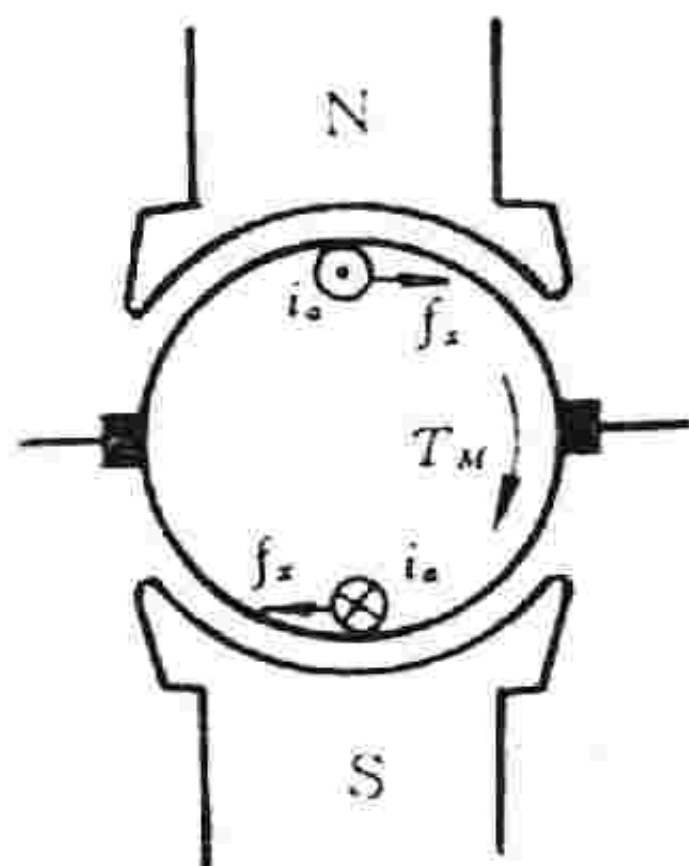


图 23-20 电磁转矩的方向

由于每极下导体中的电流方向相同, 故同一极下各导体所产生的电磁转矩方向相同; 相邻极下的磁场和导体电流方向同时反向, 如图 23-20 所示, 故电磁转矩方向保持不变。电枢所受到的总电磁转矩应为各导体所产生的转矩之和, 即

$$\begin{aligned} T_M &= \sum_1^N T_x = N \cdot T_{x0} \\ &= NB_{ax} l \frac{I_a}{2a} \frac{D}{2} \end{aligned}$$

式中 T_{x0} ——一根导体受的平均电磁转矩。

考虑到 $D = \frac{2p\tau}{\pi}$, $\Phi = B_{ax}\tau l$, 代入上式得

$$T_M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = C_M \Phi I_a \quad (23-20)$$

式中 $C_M = \frac{pN}{2\pi a}$, 对已制成的电机来说 C_M 为一常值, 称为直流电机的转矩常数。

$$C_M = \frac{60}{2\pi} \frac{PN}{60a} = 9.55 C_e$$

若 Φ 用 Wb, I_a 用 A 作单位, 则算出的电磁转矩 T_M 为 N·m。若用 kg·m 表示, 则应除以 9.80。

上式表明, 电磁转矩与每极磁通量和电枢电流的乘积成正比。

§ 23-7 直流电机的换向

一、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装置配合工作, 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, 这种电流方向的变换称为换向 (commutation)。

图 23-21 表示一单叠绕组, 电刷宽度 b_b 等于换向片宽 b_k , 电刷不动, 换向器从右向左运动。由图可见, 当电刷和换向片 1 接触时, 元件 1 属于右边支路, 设其电流为 $+i_a$; 当电刷与换向片 1 和 2 同时接触时, 元件 1 被电刷短路; 当电刷与换向片 2 接触时, 元件 1 转入电刷左边一条支路, 电流变为 $-i_a$; 元件中电流的这种变化过程称为换向过程, 从换向开始到换向结束所需的时间称为换向周期, 以 T_k 表示, T_k 通常为千分之几秒。正在进行换向的元件称为换向元件。

换向过程不仅是单纯的电磁现象, 同时还存在机械、电化学、电热等方面的现象, 彼此互相影响, 十分复杂, 因此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工作。同时,电刷下的火花也是一个电磁波的来源,对附近的无线电通讯产生干扰。所以,良好的换向是直流电机持久运行的必要条件,也是在设计与运行中经常关心的问题。

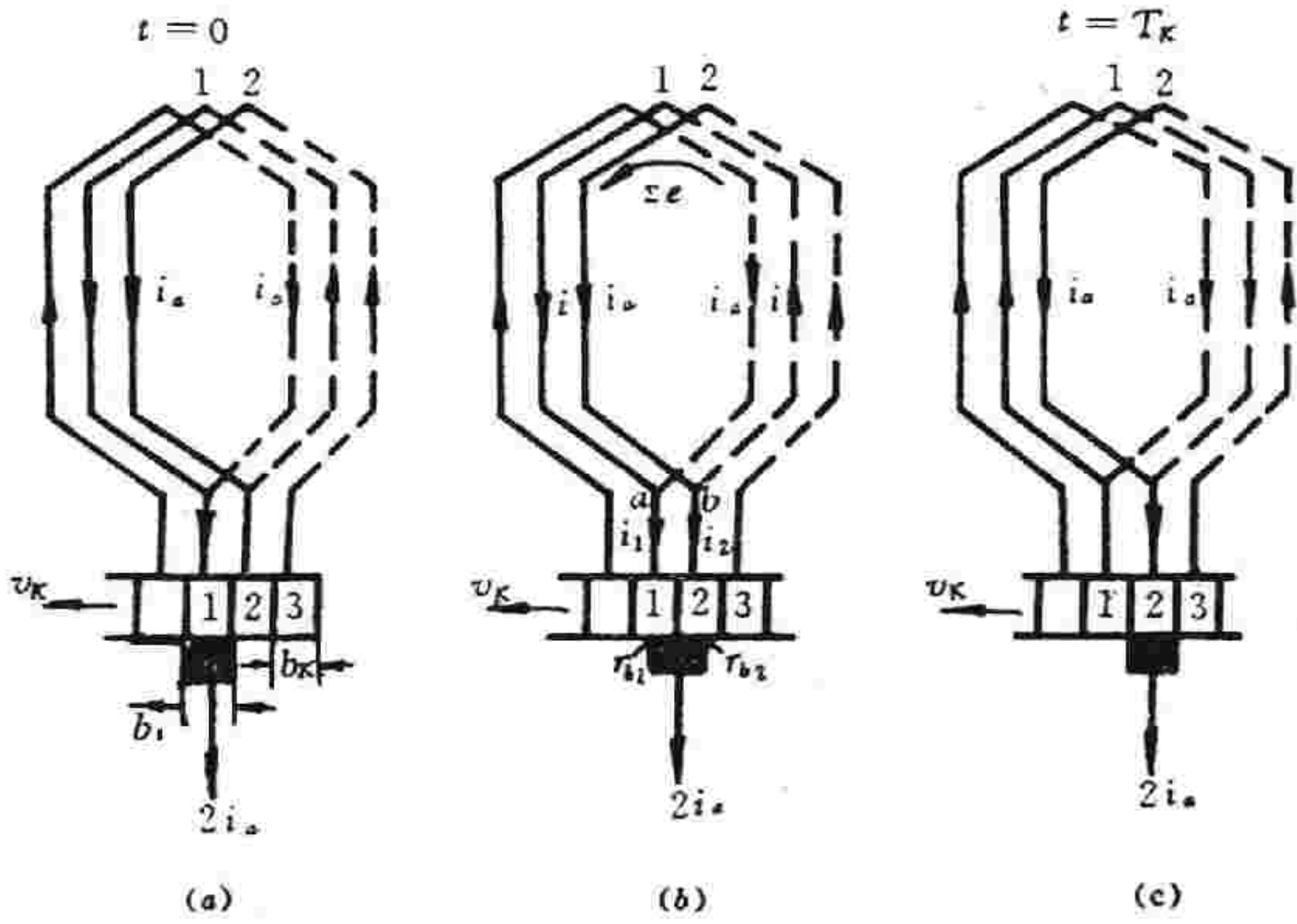


图23-21 换向元件的换向过程
(a)换向开始 (b)正在换向 (c)换向结束

二、换向的电磁理论

换向的电磁理论是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,我们将首先分析换向元件中的电动势,继而建立电动势平衡方程式,再讨论换向元件中电流的变化规律。

1. 换向元件内的电动势和电动势方程式

在换向过程中,换向元件内将产生两个电动势,电抗电动势及换向元件切割换向区磁场所感应的旋转电动势。

(1)电抗电动势 e_r 。换向时换向元件中的电流从 $+i_a$ 变化到 $-i_a$, 电流的变化将引起漏磁场的变化。漏磁场的变化在换向元件中所感应的电动势,称为电抗电动势。电抗电动势由两部分组成,一是换向元件本身的漏磁自感电动势,另一是同时在进行换向的其它元件通过互感关系在该元件中产生的漏磁互感电动势。根据电磁感应定律,电抗电动势的方向应是阻碍换向元件内电流变化的方向,也就是说,电抗电动势方向应与换向前电流方向一致。

(2)换向元件切割换向区磁场感应的旋转电势 e_K 。换向元件一般处于几何中性线上或其附近,该处主极磁场为零或近于零,但有换向极磁场和交轴电枢磁场。为了改善换向,换向极磁场总与交轴电枢磁场反向,且比后者稍强;这两个磁场合成了换向区的合成磁场 B_K ,由 B_K 感应的电动势用 e_K 表示。

(3)换向元件的电动势平衡方程式。换向元件的总电动势为

$$\Sigma e = e_r + e_K \quad (23-21)$$

为清楚起见,将图23-21(b)中元件单独画出,如图23-22所示。令 i 代表换向电流, i_1 、 i_2 , 分别代表引线1和2中的电流(亦即通过换向片1和2的电流), r_{b1} 、 r_{b2} 分别为换向片1和2与电刷间的接触电阻, v_K 为换向器表面的线速度。如果忽略换向元件本身和引线的电阻,按图23-22所示的电流及电动势的正方向,可得换向元件的电动势方程式如下:

$$i_1 r_{b1} - i_2 r_{b2} = \Sigma e \quad (23-22)$$

2. 换向元件内电流变化的规律

为便于分析,假定

(1) 每一换向片与电刷接触面上的电流密度均匀分布;

(2) 电刷与换向片间的接触电阻与接触面积成反比。

设 S 和 r_b 为一换向片与电刷完全接触时的接触面积和接触电阻,并以换向开始瞬间作为时间的起点(即 $t=0$), S_1 和 S_2 分别表示时间为 t 时换向片1和2与电刷的接触面积, r_{b1} 、 r_{b2} 表示相应的接触电阻,于是

$$\frac{r_{b1}}{r_b} = \frac{S}{S_1} = \frac{T_K}{T_K - t}$$

$$\frac{r_{b2}}{r_b} = \frac{S}{S_2} = \frac{T_K}{t}$$

或

$$\left. \begin{aligned} r_{b1} &= r_b \frac{T_K}{T_K - t} \\ r_{b2} &= r_b \frac{T_K}{t} \end{aligned} \right\} \quad (23-23)$$

按电路定律,对图23-22的 a 点和 b 点有

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_a + i \\ i_2 &= i_a - i \end{aligned} \right\} \quad (23-24)$$

将式(23-23)、(23-24)代入式(23-22),求解 i , 可得

$$i = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_K}\right) + \frac{\Sigma e}{r_{b1} + r_{b2}} = i_L + i_K \quad (23-25)$$

式中 $i_L = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_K}\right)$ —— 直线换向电流;

$i_K = \frac{\Sigma e}{r_{b1} + r_{b2}}$ —— 附加换向电流。

下面分三种情况讨论换向电流的变化规律:

1. $\Sigma e = 0$ 时的换向——直线换向 (line commutation)

在最理想的情况下,旋转电动势和电抗电动势大小相等、方向相反,因而互相抵消, $\Sigma e = 0$, $i_K = 0$, 于是

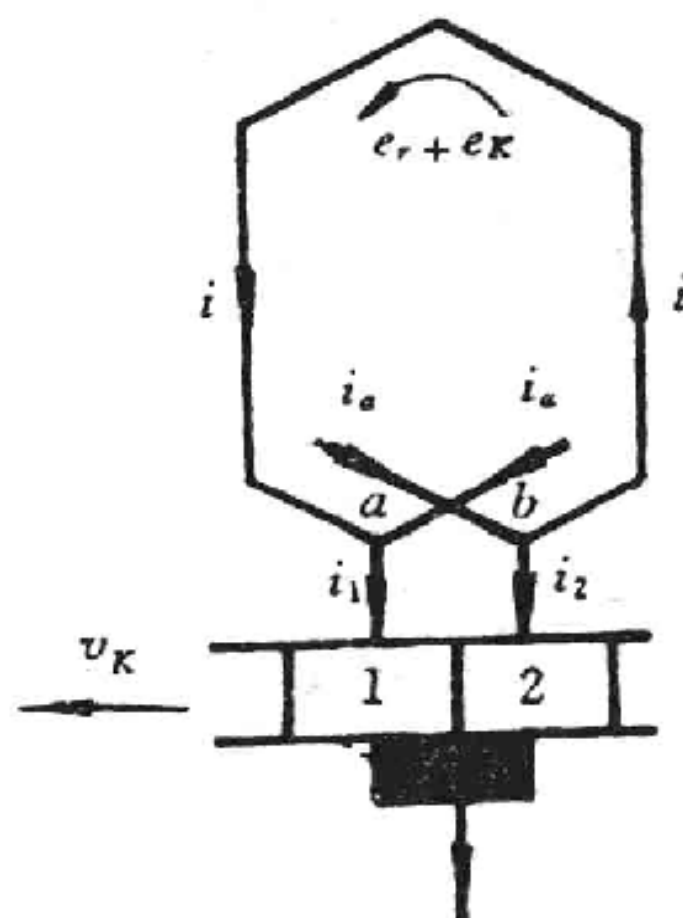


图23-22 换向元件

$$i = i_L = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_K}\right) \quad (23-26)$$

换向电流 i_a 与时间呈线性关系,如图23-23所示,故称为直线换向。直线换向时,换向电流的变化规律仅由换向片和电刷间接触电阻的变化决定,故此种换向亦称为电阻换向。

当 $\Sigma e = 0$ 时,从式(23-22)可得

$$i_1 r_{b1} = i_2 r_{b2}$$

或

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{r_{b2}}{r_{b1}} = \frac{S_1}{S_2}$$

即

$$\frac{i_1}{S_1} = \frac{i_2}{S_2}$$

$$j_{b1} = j_{b2}$$

式中 j_{b1} 和 j_{b2} 分别为电刷与换向片1和2接触面上的电流密度。

由于直线换向时电刷下的电流密度相等,故电刷与换向片接触层中的损耗和发热量较小,这是一种理想的换向情况。

2. $\Sigma e > 0$ 时的换向——延时换向 (delayed commutation)

在一般情况下,旋转电动势 e_K 和电抗电动势 e_r 并不能恰好互相抵消,因此 $\Sigma e \neq 0$ 。若电抗电动势 e_r 大于旋转电动势 e_K ,则 $\Sigma e > 0$ 。由式(23-25)可知,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

$$i_K = \frac{\Sigma e}{r_{b1} + r_{b2}} = \frac{\Sigma e}{R_b} \quad (23-27)$$

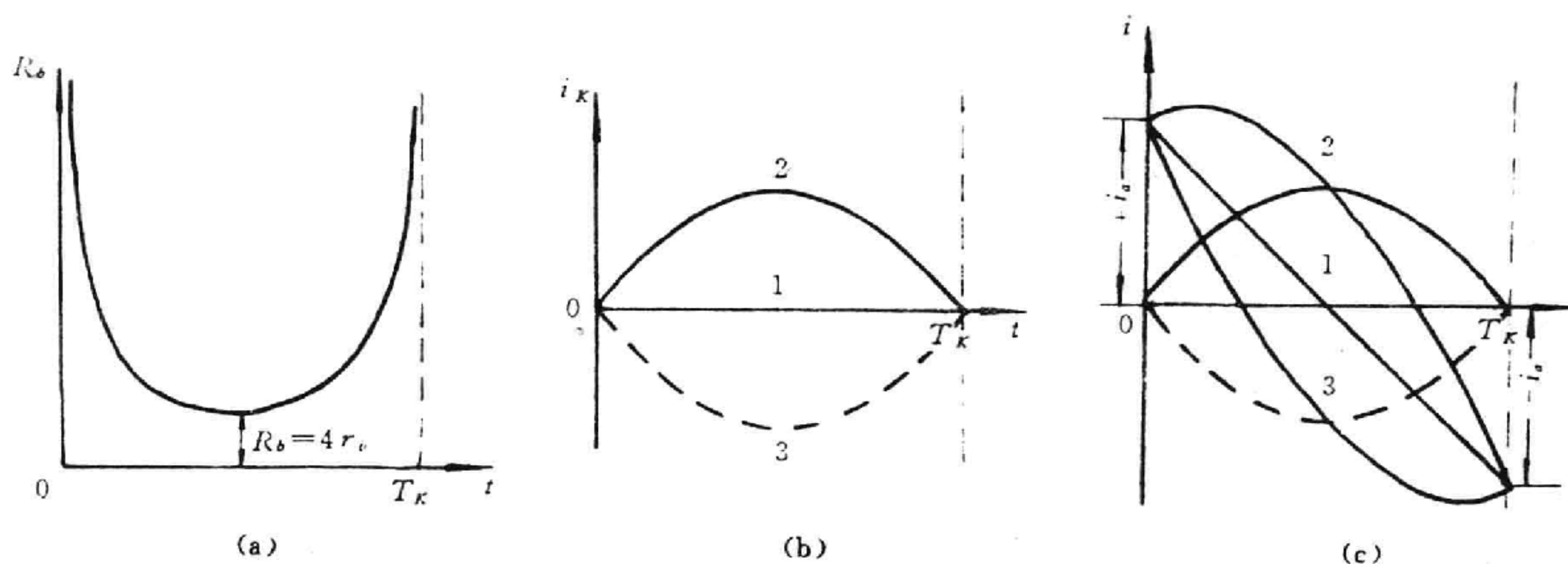


图23-24 换向电流曲线

(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

1— $\Sigma e = 0$ 时,直线换向 2— $\Sigma e > 0$ 时,延迟换向 3— $\Sigma e < 0$ 时,超越换向

式中 $R_b = r_{b1} + r_{b2} = r_b \left(\frac{T_K}{T_K - t} + \frac{T_K}{t} \right)$ 是电刷与换向片对附加换向电流的接触电阻。当 $t=0$ 时, $R_b = \infty$; 当 $t = \frac{T_K}{2}$ 时, $R_b = 4r_b$; 当 $t = T_K$ 时, $R_b = \infty$ 。于是可作出 R_b 与时间的关系曲线, 如图 23-24(a) 所示。若假设 $\Sigma e > 0$ 且为常数, 则得附加换向电流 i_K 如图 23-24(b) 中曲线 2 所示。于是换向电流为直线换向电流与附加换向电流的合成, 如图 23-24(c) 中曲线 2 所示。

在上述分析中, 附加换向电流 i_K 与开始换向时元件内的电流同方向, 这是由于 $e_r > e_K$, 因此由 Σe 产生的 i_K 应与 e_r 同向, 而 e_r 总是阻碍元件电流的变化, 所以 i_K 方向必须与开始换向时元件内的电流同方向。

从图 23-24(c) 中曲线 2 可见, 这时换向电流改变方向的时刻比直线换向 (曲线 1) 延时一段时间 (即换向的时刻大于 $\frac{T_K}{2}$), 因此把上述情况称为延时换向。

前已证明, 直线换向时 ($i_K = 0$), 电刷下的电流密度是均匀分布的, 设此时元件引线 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 23-25(a) 所示。现设由于 $\Sigma e > 0$ 而发生延迟换向, 则应在上述直线换向的基础上增加一个附加换向电流 i_K 。由图 23-25(b) 可见, i_K 与引线 1 的电流 i_1 方向相同, 与引线 2 的电流 i_2 方向相反, 所以 i_K 的存在使引线 1 的电流增加, 使引线 2 的电流减少, 相应地后刷端 (即换向片离开电刷的一端) 的电流密度增大, 前刷端 (即换向片进入电刷的一端) 的电流密度减少。如果 Σe 很大, 以致形成过份延迟换向时, 后刷端的电流密度可能很大。古典换向理论认为: 电流密度过大是产生火花的电磁原因, 因此, 延迟换向时, 在后刷端可能产生火花。

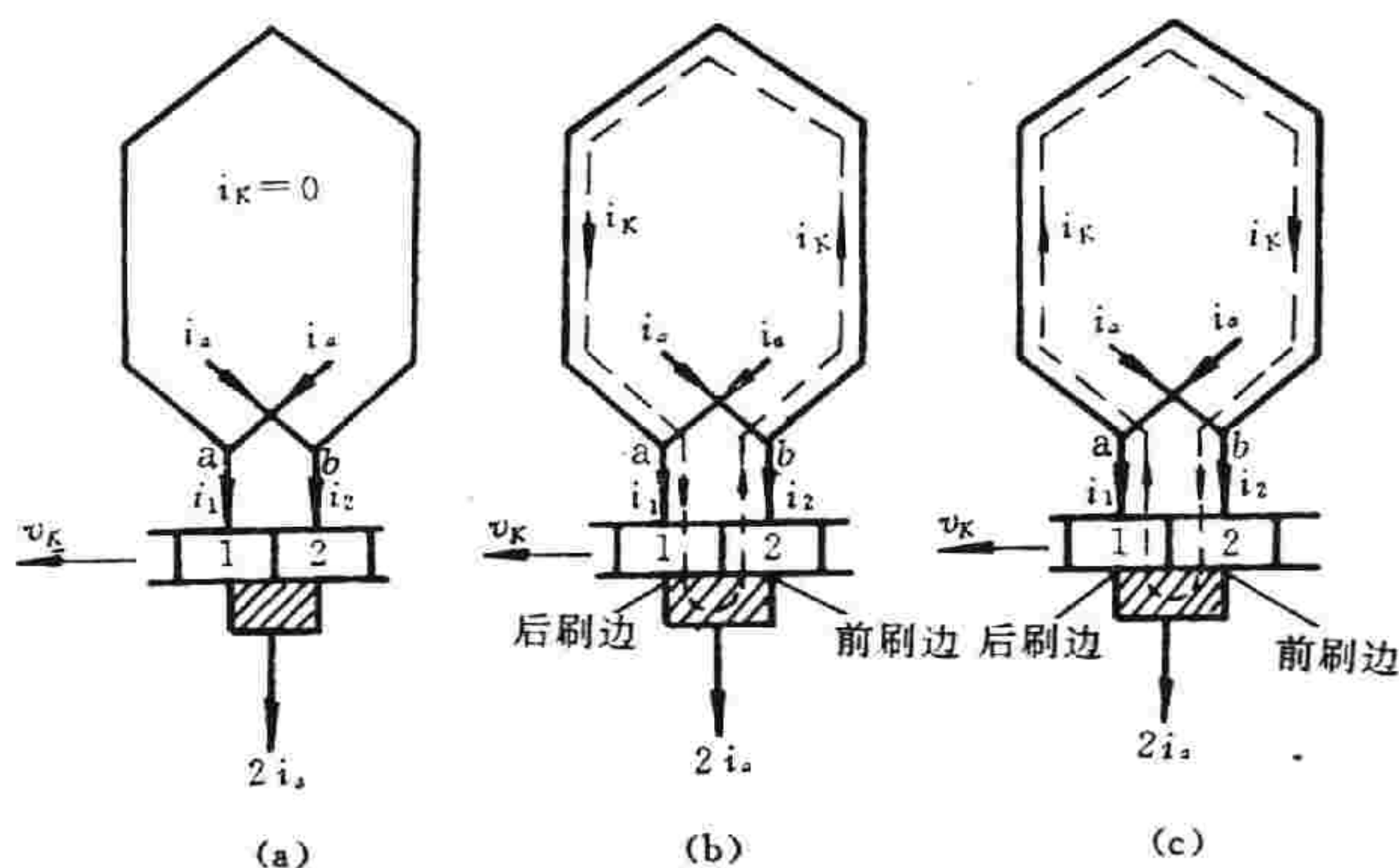


图 23-25 附加换向电流对电刷下电流密度的影响

(a) 直线换向 (b) 延迟换向 (c) 超越换向

3. $\Sigma e < 0$ 时的换向——超越换向 (leading commutation)

如果换向极磁场过强, 则 e_K 抵消 e_r 后还有剩余, 这时 $\Sigma e < 0$, 于是附加换向电流 i_K 反向 (图23-24(b)中曲线3)。把此时之 i_K 与直线换向电流相加, 即得换向电流 i 的曲线, 如图23-24(c)中曲线3所示, 由于换向电流改变方向的时刻比直线换向时超前 (即换向的时刻小于 $\frac{T_K}{2}$), 因此这种情况称为超越换向。由图23-25(c)可见, 超越换向时前刷端电流密度增加, 后刷端电流密度减少, 当过份超越换向时, 在前刷端可能产生火花。

以上分析的是产生火花的电磁原因。除了电磁原因外, 还有机械原因和化学原因等, 这些因素相互作用, 相互影响, 因此研究火花产生的原因, 是一个十分复杂的课题。

三、改善换向的方法

1. 装置换向极改善换向

在直流电机中, 改善换向、防止火花的主要方法是装设换向极。古典换向理论认为, 发生火花的电磁原因是, 换向时存在着附加换向电流 i_K , 若使 $\Sigma e = 0$, 则 $i_K = 0$, 有利于换向。为此, 换向极产生的磁场应在换向元件中产生一个抵消电抗电动势的旋转电动势, 即 e_K 应与 e_r 大小相等、方向相反。

换向元件总在几何中性线或其附近, 所以换向极应装设在几何中性线上, 并应有正确的极性, 如图23-26所示。若电机作为发电机运行, 电枢逆时针旋转, 则上半部导体中电流的方向为穿出纸面的方向, 下半部为进入纸面的方向, 电抗电动势是阻碍电流变化的, 故 e_r 的方向应与元件中换向前电流的方向一致, 故欲使换向极在元件中建立与 e_r 反向的电动势 e_K , 则左边的换向极应是 S 极, 右边应是 N 极, 即在发电机中, 换向极的极性应与沿电枢旋转方向看去的下一个主极的极性相同。在电动机中, 换向极极性应与沿电枢旋转方向看去的下一个主极的极性相反。

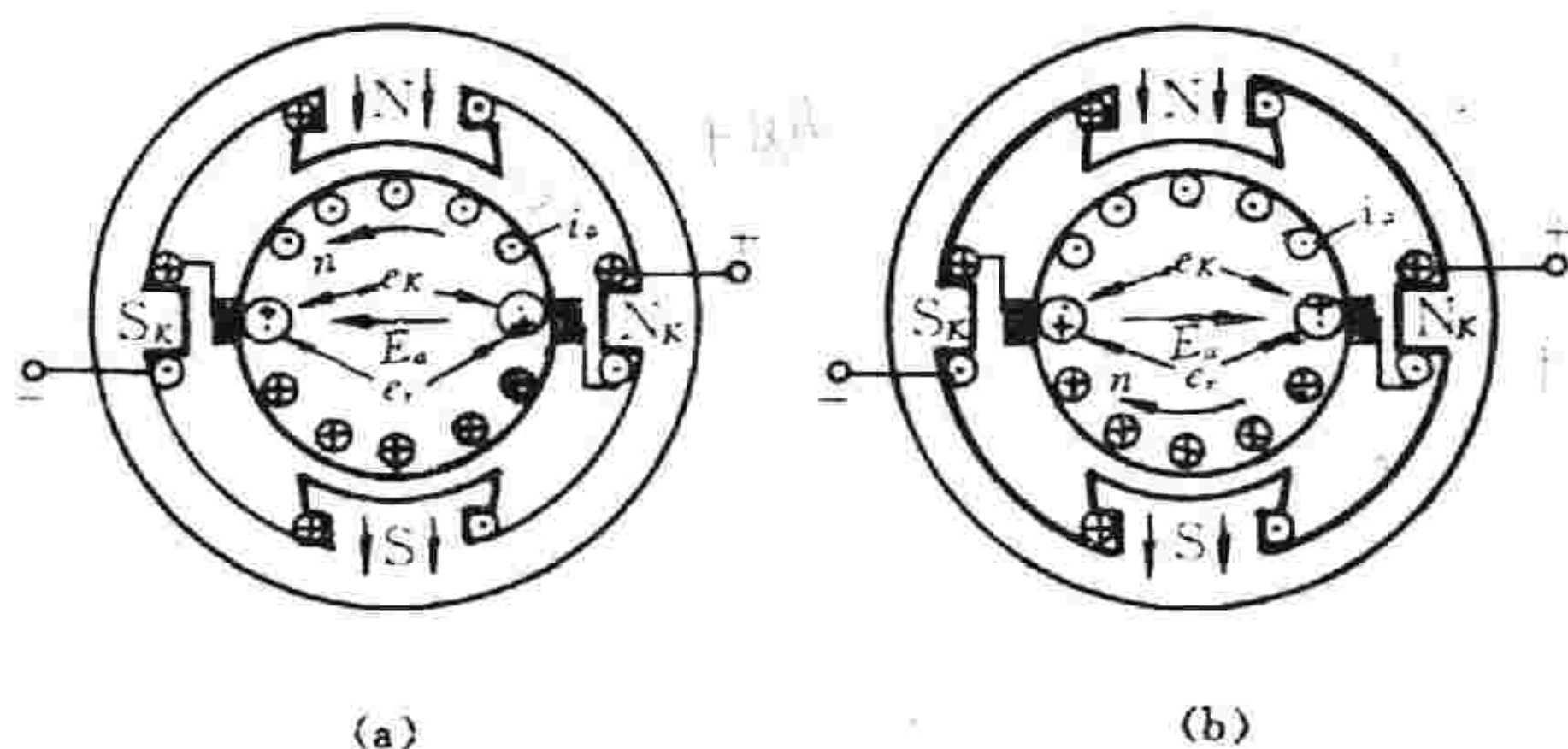


图23-26 用换向极改善换向

(a) 发电机运行 (b) 电动机运行

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能相互抵消。实际上很难做到这一点, 因为 e_K 决定于换向极下气隙磁密的分布波形, 而 e_r 则决定于换向电流随时间变化的规律, 于是 e_K 及 e_r 时间变化的规律就很难一致。因此, 我们只能要求在换向周期内它们的平均值

互相抵消。旋转电动势的平均值 e_{Kav} 正比于换向极下的气隙磁密平均值 B_K , 即 $e_{Kav} \propto B_K$; 而电抗电动势的平均值 e_{rav} 正比于支路电流 i_a , i_a 又正比于电枢电流 I_a , 所以 $e_{rav} \propto i_a \propto I_a$ 。为了在任何负载下都满足 $e_{Kav} = e_{rav}$, 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密和增加换向极磁路气隙等办法来达到。在大、中型电机中, 为了不致增大换向极气隙而使换向极漏磁通过大, 往往加上第二气隙(即在机座与换向极铁心之间, 用非磁性垫片插入, 做成第二气隙)以使换向极磁路不饱和。

通过以上分析, 可得如下结论:

- (1) 换向极的位置: 装在几何中性线上。
- (2) 换向极的极性: 对于发电机, 换向极性与沿电枢旋转方向看的下一个主极极性相同; 对于电动机, 则与下一个主极极性相反。
- (3) 换向极绕组应与电枢绕组串联。

2. 用移动电刷位置来改善换向

在不装设换向极的电机中, 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几何中性线移开一适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; 而在电动机中, 则逆着电机旋转方向移过一适当角度, 如图 23-27 所示(为清楚起见, 图中只表示了发电机的旋转方向)。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中产生的电动势 e_K 抵消 e_r 。

这种方法有两个严重的缺点。其一是移刷后产生去磁作用的直轴电枢反应, 使发电机电压降低, 使电动机的转速升高。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位置, 这样很不方便。所以, 这种方法现已很少采用。

3. 选择合适的电刷

实践表明, 选择合适的电刷可以改善换向。为了减少附加换向电流, 宜选择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。因此选

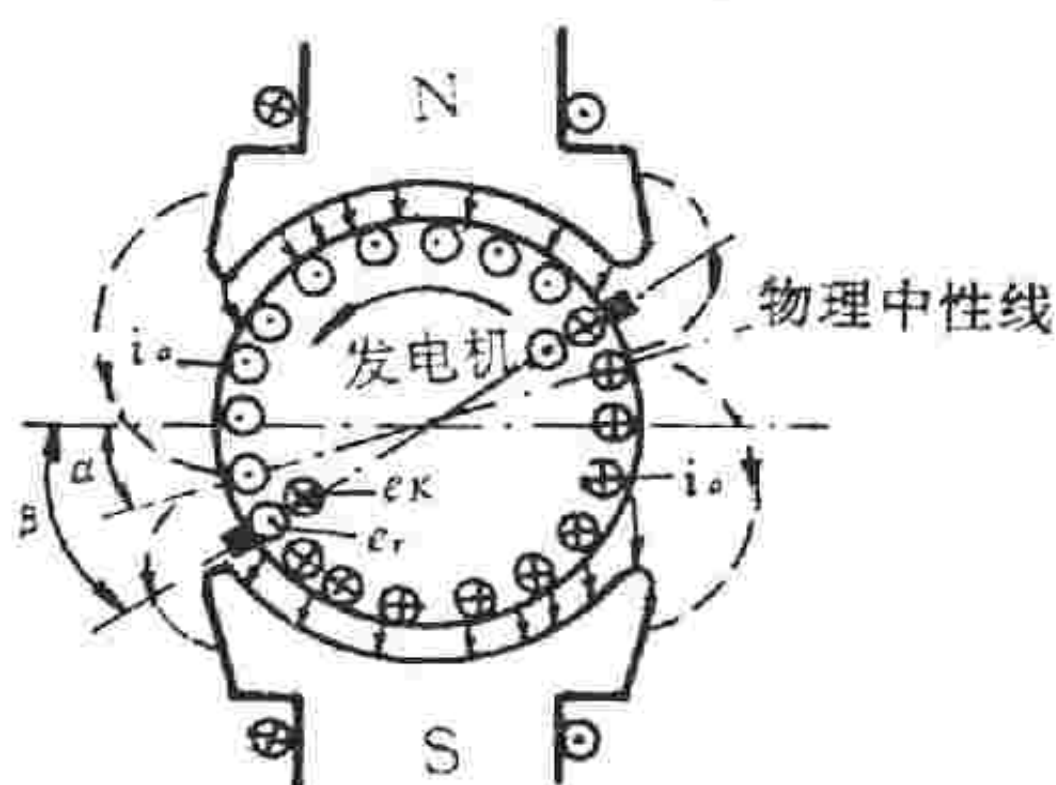


图 23-27 用移电刷来改善换向

用电刷时应考虑接触电阻、允许电流密度等因素, 权衡得失, 参考经验慎重选择。一般说, 对于换向并不困难的中、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接触电阻较大的碳—石墨电刷; 对于低压大电流电机, 常采用接触电阻较小的青铜—石墨或紫铜—石墨电刷; 对于换向困难和较重要的大型直流电机, 选择电刷应以制造厂的长期试验和运行经验为依据。

§ 23-8 电位差火花、环火及其防止方法

一、电位差火花

除电刷下的火花以外,有时还因某些换向片的片间电压过高而发生片间闪络,称为电位差火花。

任意两相邻换向片的片间电压 U_{Kx} 等于连到该两换向片的元件内的感应电动势。在一定的电枢转速下, U_{Kx} 与元件边所在处的气隙磁密 B_{ax} 成正比。由此可见,换向器上相邻换向片间电压分布的规律,取决于气隙磁密沿电枢圆周的分布规律。电刷位于几何中性线时,气隙磁密沿圆周的分布,如图 23-17 所示,一般电机的换向片数很多,可认为气隙磁密分布曲线 $B_{ax}=f(x)$ 在另一比例尺下便是片间电压分布曲线 $U_{Kx}=f(x)$,如图 23-28 所示(仅画出 N 极下曲线)。由图可见,负载时由于交轴电枢反应的作用使气隙磁场发生畸变,因此片间电压分布将变为不均匀,出现最大值 U_{Kmax} 。由于换向片之间总是存在着电刷磨下的灰粉和金属末,因此片间电压最大值 U_{Kmax} 超过一定限度时,换向片便会发生电位差火花。

经验表明,为避免电位差火花,换向片的最高片间电压不应超过下列数值,在大型电机中, $U_{Kmax} \leq 25 \sim 28V$; 在小型电机中, $U_{Kmax} \leq 30 \sim 35V$; 在小型电机中, $U_{Kmax} \leq 50 \sim 60V$ 。

二、环火

当电机的负载剧烈变化时(例如电枢电流急剧增加时),换向元件中的电抗电势 e_r 增大,由于换向极铁心中涡流的作用,换向区磁密 B_K 不能随电枢电流的变化而同时增大,于是 e_r 可能远大于 e_K ,造成过份延时换向,在后刷端出现强烈的火花和电弧。由于电枢的旋转和电动力的作用,火花和电弧将被拉长(其拉长速度可以超过换向器的周速),使电弧向外扩张,如图 23-29 所示。同时,由于电流急剧变化,气隙磁场将严重畸变,使得换向器上某些地方的片间电压显著增加,因而发生电位差火花。这样,电刷下的火花和电位差火花汇合在一起,它们互相促进,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。环火不仅可以把换向器和电刷烧坏,而且将使电枢绕组受到损害。

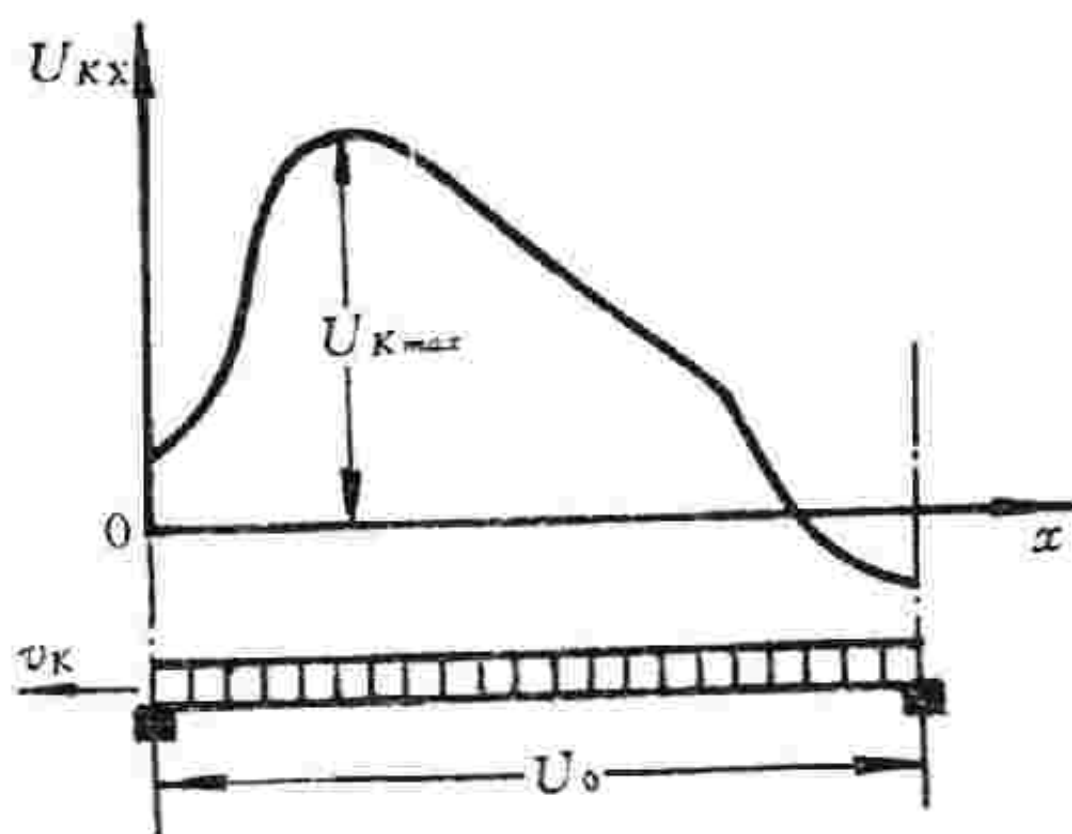


图 23-28 发电机负载时沿换向器上的片间电压分布曲线



图 23-29 换向极上环火的形成

为了防止环火和电位差火花,大型电机中都装设补偿绕组。

三、补偿绕组 (compensating winding)

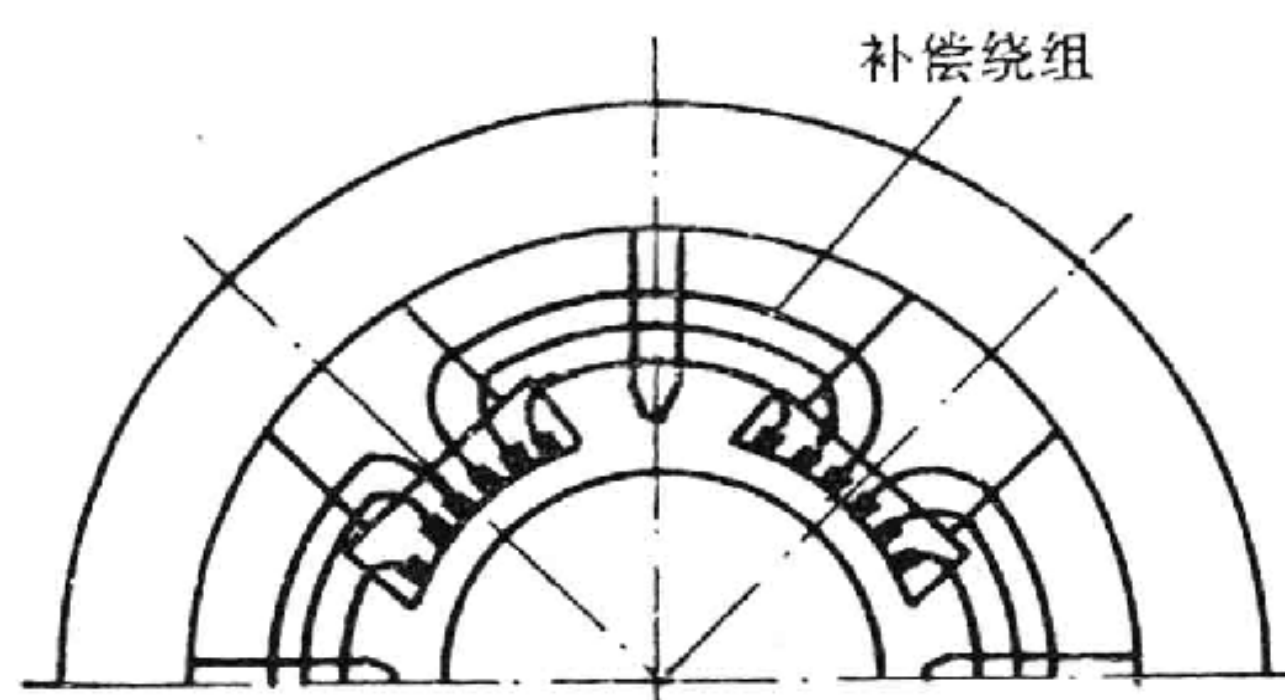


图 23-30 补偿绕组

在电机主极极靴上专门冲出一些均匀分布的槽,槽内嵌放补偿绕组,如图 23-30 所示。补偿绕组与电枢绕组串联,其电负荷(即每单位极弧长度的安培导体数)与电枢的电负荷大小相等,方向相反,两者互相抵消,从而基本上消除了由于电枢反应所引起的气隙磁场畸变(如图 23-31 所示),减小了产生电位差火花和环火的可能性。当电机装有补偿绕组时,由于交轴电枢磁势大部分被抵消,因此换向极所需磁动势可相应减少。

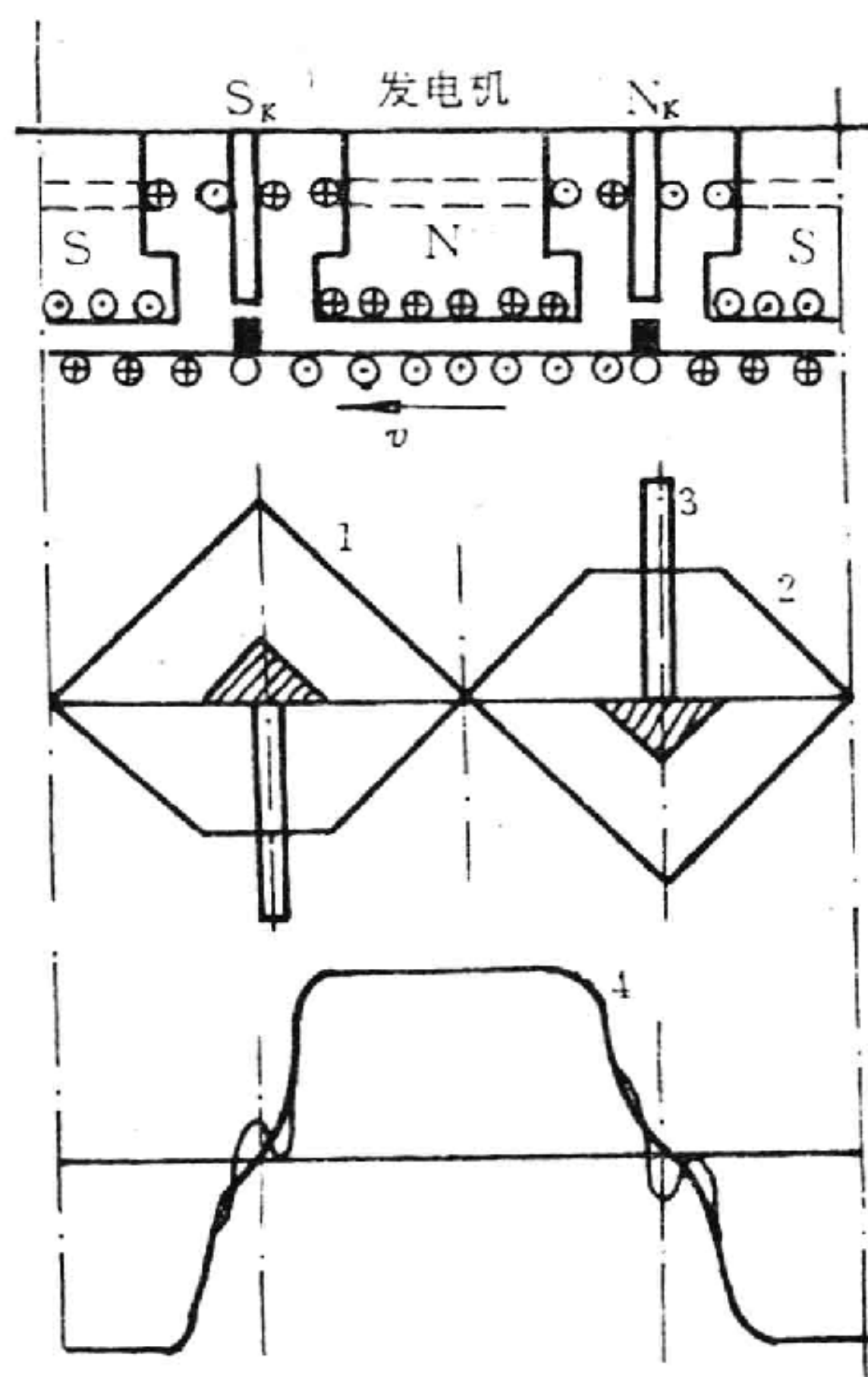


图 23-31 补偿绕组的作用

1—电枢反应磁动势曲线 2—补偿绕组磁势动曲线
3—换向极绕组磁动势曲线 4—气隙磁密分布

补偿绕组虽有上述作用,但使电机结构复杂,成本增高,因此仅在负载经常变化的大、中型电机(如轧钢机)中采用。

小 结

直流电机的电枢绕组都是由元件通过换向片串联起来构成的双层闭路绕组。其型式可分为叠绕组和波绕组两大类。它们的基本差别在于:在叠绕组中,构成一条支路的元件上层边处于同一磁极下,因此支路数等于极数。波绕组的支路元件处于同一极性的不同磁极下,因此支路数与极数无关。单叠和单波是这两类绕组的基本形式。

为了在正、负电刷间得到最大电动势,电刷应放在主磁极中心线所对应的换向器上,此时被电刷短路的元件感应电动势为零或最小。

当电机有负载时,气隙磁场由励磁磁动势和电枢磁动势共同建立。电枢磁动势对励磁磁动势的影响称为电枢反应。当电刷位于几何中性线时,仅有交轴电枢反应,它引起气隙磁场畸变,使物理中性线偏移。在磁路饱和时,交轴电枢反应还有附加去磁作用。当电刷不在几何中性线时,除了交轴电枢反应外,还有直轴电枢反应对主极磁场起去磁或加磁作用。对于发电机,顺转向移刷,直轴电枢磁动势对励磁磁动势起去磁作用;逆转向移刷,则起加磁作用。电动机的情况则与此相反。

直流电机的电枢电动势 $E_a = C_e n \Phi$,对已制成的电机, E_a 的大小仅决定于每极气隙磁通量和转速。

直流电机的电磁转矩 $T_M = C_M \Phi I_a$,对已制成的电机, T_M 的大小与每极磁通量和电枢电流的乘积成正比。对于发电机,电磁转矩为制动性质的转矩,原动机克服电磁转矩做功,把机械能转换成电能。对于电动机,电磁转矩为驱动性质的转矩,电磁转矩克服机械负载转矩做功,把电能转换成机械能。

所谓换向是指绕组元件从一条支路经过电刷而进入另一条支路时,元件内电流方向改变的整个过程。换向不良的后果是电刷下面产生危险的火花。改善换向最有效的方法是装置换向极,换向极的极性,对于发电机应与沿电枢旋转方向看去的下一个主磁极极性相同。对于电动机,则与此相反。换向极绕组应与电枢绕组串联,而且换向极磁路不应饱和。

第二十四章 直流发电机

本章重点内容:1. 掌握直流发电机的基本方程式。

2. 掌握直流发电机的运行特性。

3. 掌握并励发电机的自励条件。

§ 24-1 直流发电机的用途及分类

现代的电力系统大多是三相交流电。但在有些工业部门,例如化工、冶炼、采矿、交通运输等部门中,除了用交流电外,还要用直流电。直流电可以通过直流发电机得到。近年来,由于晶闸管技术的发展,由晶闸管整流元件组成的直流电源设备有取代直流发电机的趋势,但直流发电机在电压波形、电压调节和可靠性等方面还具有一定的优势,所以在飞机、火车、轮船以及同步发电机的励磁电源中,常采用直流发电机。

直流发电机的性能与它的励磁方式有密切的关系,因而,一般按励磁方式来分类,它可分为:

一、他励发电机 (*separately excited generator*)

这类发电机的励磁电流由其它电源供给,如图24-1(a)所示。永磁式直流发电机也属于这一类。

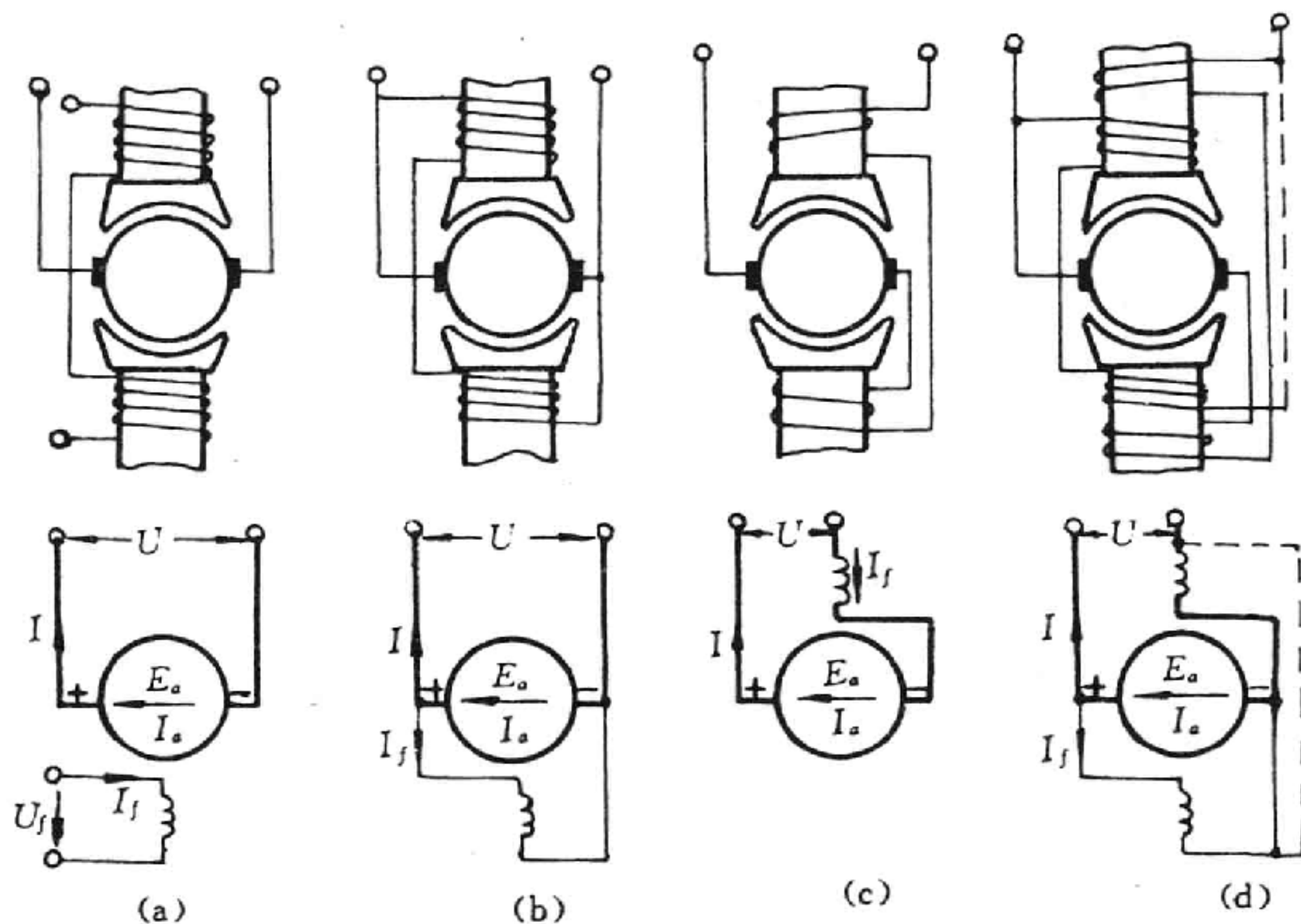


图24-1 直流发电机按励磁方式分类

(a)他励 (b)并励 (c)串励 (d)复励

他励发电机的特点是:励磁电压 U_f 与电枢端电压无关,负载电流等于电枢电流,即 $I = I_a$ 。

二、自励发电机(*self-excited generator*)

这类发电机利用自己发出的一部分电能来励磁。根据励磁绕组与电枢回路之间的连接方式不同,具体分为:

1. 并励发电机(*shunt excited generator*)

它的励磁绕组和电枢回路并联连接,如图24-1(b)所示。它的特点是励磁回路端电压等于电枢端电压,而且电枢电流 I_a 等于负载电流 I 和励磁电流 I_f 之和,即

$$I_a = I + I_f \quad (24-1)$$

2. 串励发电机(*series excited generator*)

它的励磁绕组和电枢回路串联连接,如图24-1(c)所示。它的特点是电枢电流等于负载电流和励磁电流,即

$$I_a = I = I_f \quad (24-2)$$

3. 复励发电机(*compound excited generator*)

这类电机既有并励绕组,又有串励绕组。如图24-1(d)所示。当串励绕组产生的磁动势与并励绕组产生的磁动势方向相同,两者相加时,称为积复励(*cumulative compounded*);当串励绕组产生的磁动势与并励绕组产生的磁动势方向相反,两者相减时,称为差复励(*differential compounded*)。

以上的分类方式同样适用于直流电动机情况。

§ 24-2 直流发电机稳态运行时的基本方程式

一、电动势平衡方程式

图24-2是一台两极直流发电机运行原理示意图。在原动机拖动下,电枢以转速 n 逆时针方向旋转时,电枢绕组导体中将产生感应电动势,感应电动势的方向可用右手定则确定。如图中所示,在N极下导体电动势方向为指出纸面,S极下导体电动势方向为指向纸面。电枢绕组感应电动势的大小为

$$E_a = C_e n \Phi$$

如果在电枢两端接入负载电阻 R_L ,电枢回路中会有电流 I_a 流过。发电机运行时, I_a 与 E_a 同方向。图24-3表示了各电量的实际方向,我们规定它们为正方向,这就是所谓的发电机惯例。根据电路定律可得电枢回路的电动势平衡方程式为

$$E_a = U + I_a R_a \quad (24-3)$$

上式中的电枢回路电阻压降 $I_a R_a$ 由两部分组成,一为电枢回路各绕组的电阻压降 $I_a r_a$;另一为两组电刷和换向器间接触电阻上的压降 $2\Delta U_b$ (对于一般电刷,通常取 $\Delta U_b = 1V$)。

$$I_a R_a = I_a r_a + 2\Delta U_b = I_a \left(r_a + \frac{2\Delta U_b}{I_a} \right)$$

式中 $R_a = r_a + \frac{2\Delta U_b}{I_a}$ ——电枢回路总电阻,其中 r_a 为电枢回路各绕组的总电阻(包括电枢绕组、串励绕组、换向极绕组等的电阻);

$\frac{2\Delta U_b}{I_a}$ ——两组电刷的接触电阻。

由式(24-3)可见,发电机的电枢电动势 E_a 一定大于其端电压 U 。

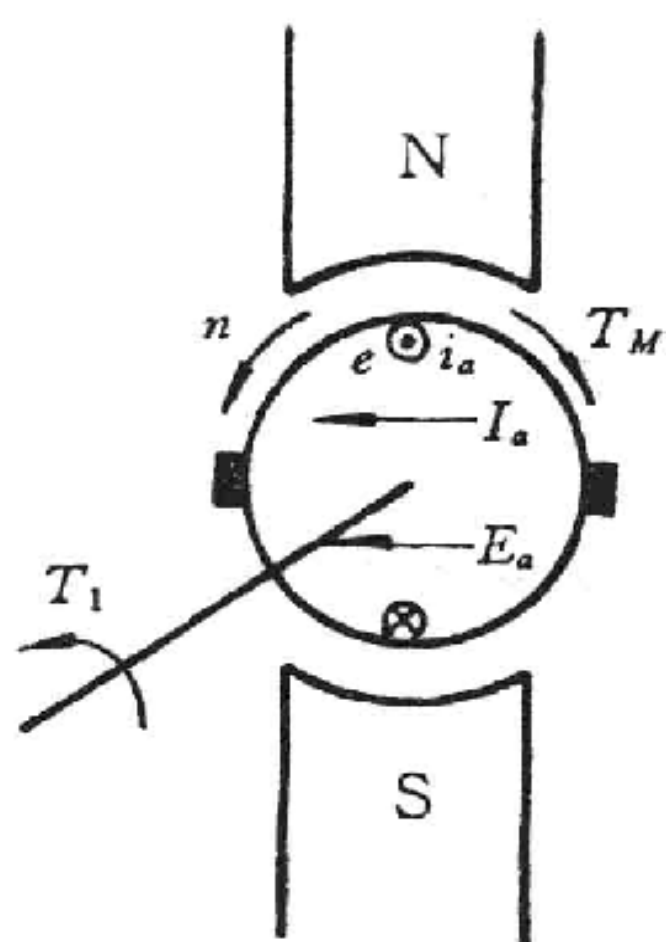


图 24-2 直流发电机原理图

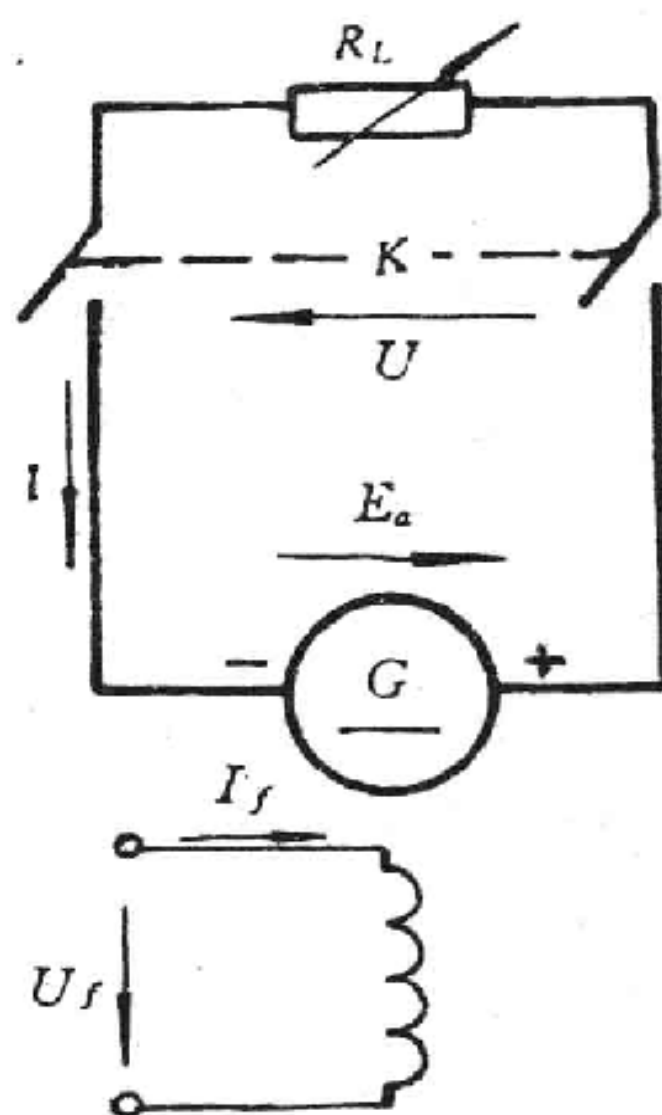


图 24-3 直流发电机负载时的线路

二、功率平衡方程式

根据能量守恒定律,发电机中的输入、输出功率和损耗之间有一定的平衡关系。

空载运行时,由于电枢里有电动势而无电流,因而没有功率的输出,从能量守恒的关系来看,原动机输入的机械功率 P_1 全部供给空载损耗 p_0 , p_0 包括机械损耗 p_m 和铁耗 p_{fe} ,即

$$P_1 = p_0 = p_m + p_{fe} \quad (24-4)$$

负载运行时,由于电枢里既有电动势 E_a 也有电流 I_a ,因而要产生电磁功率 P_M ,其大小为

$$P_M = E_a I_a = (U + I_a R_a) I_a = UI_a + I_a^2 R_a \quad (24-5)$$

对于他励发电机, $I_a = I$, 所以

$$P_M = UI + I_a^2 R_a = P_2 + p_{cua} \quad (24-6)$$

他励发电机的励磁损耗 $p_f = U_f I_f$ 由励磁电源供给。

对于并励发电机 $I_a = I + I_f$, 所以

$$\begin{aligned} P_M &= U(I + I_f) + I_a^2 R_a \\ &= UI + UI_f + I_a^2 R_a \\ &= P_2 + p_f + p_{cua} \end{aligned} \quad (24-7)$$

式中 $P_2 = UI$ ——输出功率;

$p_f = UI_f$ ——励磁回路电阻损耗;

$p_{cua} = I_a^2 R_a$ ——电枢回路电阻损耗。

因此,原动机输入的机械功率 P_1 ,除了供给空载损耗 p_0 外,全部转换为电磁功率。再考虑到由于齿槽存在,以及磁场畸变等原因引起的附加损耗 p_{ad} ,则负载时

$$\begin{aligned} P_1 &= P_M + p_0 + p_{ad} \\ &= P_M + p_m + p_{fe} + p_{ad} \end{aligned} \quad (24-8)$$

式中附加损耗 p_{ad} 很难准确计算, 通常估为额定功率的 $(0.5 \sim 1)\%$ 。

对于并励发电机, 把式(24-7)代入(24-8)

$$\begin{aligned} P_1 &= P_2 + p_f + p_{cu} + p_m + p_{fe} + p_{ad} \\ &= P_2 + \Sigma p \end{aligned} \quad (24-9)$$

式中 Σp —— 电机中的总损耗。

$$\Sigma p = p_f + p_{cu} + p_m + p_{fe} + p_{ad} \quad (24-10)$$

根据上述关系, 可画出并励发电机的功率流程图, 如图 24-4 所示。

直流发电机的效率为

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \\ &= \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} \times 100\% \\ &= \left(1 - \frac{\Sigma p}{P_2 + \Sigma p}\right) \times 100\% \end{aligned} \quad (24-11)$$

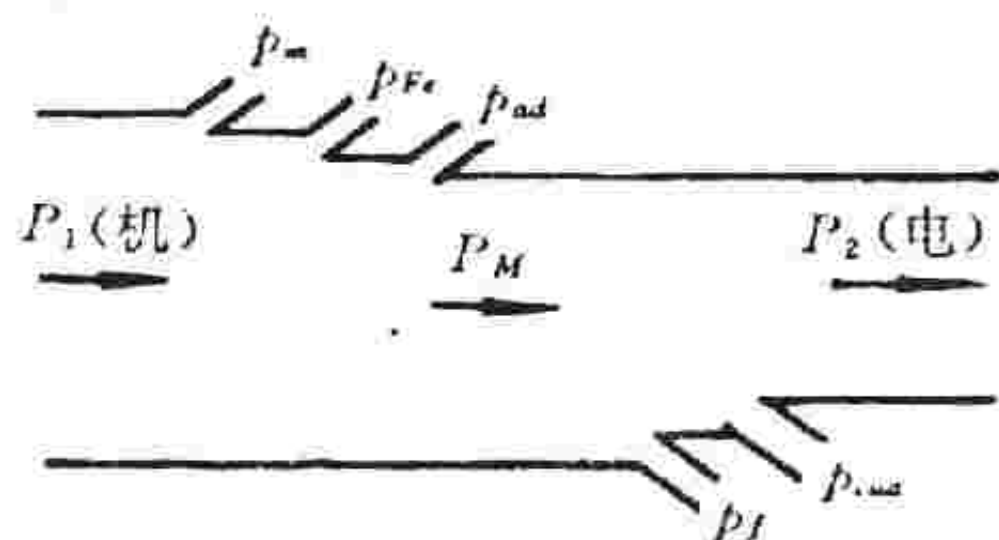


图 24-4 并励直流发电机功率流程图

总损耗中可以近似地认为只有电枢铜耗 p_{cu} 才随负载而变化, 称为可变损耗, 其余损耗可近似地认为固定不变, 称为不变损耗。不难证明, 当电机的可变损耗等于不变损耗时, 效率达到最大值。直流电机的效率约在 $(0.75 \sim 1.0)P_N$ 范围内达到最大值。

通常直流电机的额定效率约在下述范围内: 10kW 以下的小型电机, $\eta_N = 70 \sim 86\%$; 10kW 至 100kW 的电机, $\eta_N = 80 \sim 91\%$;

100kW 至 1000kW 电机, $\eta_N = 86 \sim 94\%$; 1000kW 至 10000kW 电机, $\eta_N = 91 \sim 96\%$ 。

三、转矩平衡方程式

从动力学可知, 转矩等于功率除以转子机械角速度 Ω 。因此, 只要把式(24-8)每边除以 Ω , 即可得

$$\frac{P_1}{\Omega} = \frac{P_M}{\Omega} + \frac{p_m + p_{fe} + p_{ad}}{\Omega}$$

式中 $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ —— 转子的机械角速度。

$$\text{于是} \quad T_1 = T_M + T_0 \quad (24-12)$$

式中 $T_1 = \frac{P_1}{\Omega}$ —— 原动机拖动发电机的驱动转矩;

$T_M = \frac{P_M}{\Omega}$ —— 电磁转矩;

$T_0 = \frac{p_m + p_{fe} + p_{ad}}{\Omega}$ —— 空载转矩(严格说, 附加损耗中只有一部分包括在空载损耗中, 其余部分应由电磁功率提供)。

式(24-12)说明, 当发电机稳态运行时, 原动机的拖动转矩 T_1 应与发电机内部产生的制动性质的电磁转矩 T_M 和空载转矩 T_0 相平衡。发电机也正是依靠电磁反转矩来吸收机械功率,

并将其转换成电功率。

发电机的电磁转矩也可表示为

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{P_M}{\Omega} = \frac{E_a I_a}{\frac{2\pi n}{60}} \\ &= \frac{C_e n \Phi I_a}{\frac{2\pi n}{60}} = \frac{60 C_e}{2\pi} \Phi I_a \\ &= \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = C_M \Phi I_a \end{aligned} \quad (24-13)$$

上式即为第二十三章推出的式(23-20)。

通过以上分析,我们得到直流发电机的如下六个基本方程式,这些方程式是分析、计算直流发电机的基础。

$$\begin{aligned} E_a &= U + I_a R_a \\ E_a &= C_e n \Phi \\ P_1 &= P_M + p_0 + p_{ad} \\ P_M &= E_a I_a = p_z + p_{aa} + p_f (\text{并励}) \\ T_1 &= T_M + T_0 \\ T_M &= C_M \Phi I_a \end{aligned}$$

§ 24-3 他励直流发电机的运行特性

直流发电机运行时,可测得的物理量有四个,即发电机的端电压 U 、电枢电流 I_a 或负载电流 I 、励磁电流 I_f 和转速 n 。其中转速 n 是由原动机所决定的。通常发电机要求保持额定转速不变,因此上述前三个物理量中,保持一个不变,其它两个物理量之间的关系曲线,称为发电机的运行特性。直流发电机的运行特性主要有三种,即

- (1) 空载特性: $U_0 = f(I_f)$ ($I = 0$ 时);
- (2) 外特性: $U = f(I)$ ($I_f = \text{常数}$, 自励发电机则取励磁回路调节电阻 $r_f = \text{常数}$);
- (3) 调整特性: $I_f = f(I)$ ($U = \text{常数}$)。

上述三种特性,特别是外特性,是选用发电机的依据。下面对他励发电机的各种特性进行分析。

一、空载特性(no-load characteristic)

空载特性是指 $n = n_N$, 电机空载(即 $I = 0$)时,电枢空载电压与励磁电流的关系曲线,即 $U_0 = f(I_f)$ 。此特性曲线可按图 24-5 接线直接由实验测定。

实验时应使电枢空载,并保持 $n = n_N$ 不变。调节励磁电流 I_f 直到电枢空载电压 $U_0 = (1.1 \sim 1.3)U_N$ 为止,然后再使 I_f 单方向地逐步回降到零。改变 U_f 极性后,重复上述过程,则可得图 24-6 所示空载特性。上升分支与下降分支不重合是由于在磁路的铁磁物质中具有磁滞的缘故。一般在计算时,取其平均曲线作为空载特性。由于电机有剩磁,当 $I_f = 0$ 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 2~4%。

由于转速不变,电枢电动势 E_a 与气隙磁通 Φ 成正比,励磁磁动势 F_f 又与励磁电流 I_f 成

正比,所以空载特性实际上反映了电机的磁化特性 $\Phi = f(F_f)$ 。故一般可以从空载特性判断电机磁路的饱和程度。一般设计电机时,额定电压位于空载特性的开始弯曲部分(称为膝点),如图 24-6 中的 C 点。若额定电压在 C 点以下,说明磁路未饱和,铁心没有充分利用,不经济。同时励磁电流稍微变化,就会引起电动势和端电压的较大变动。若工作在 C 点以上,磁路较饱和,要得到额定电压就需要较多的励磁安匝,铜耗和用铜量增加,亦不经济。

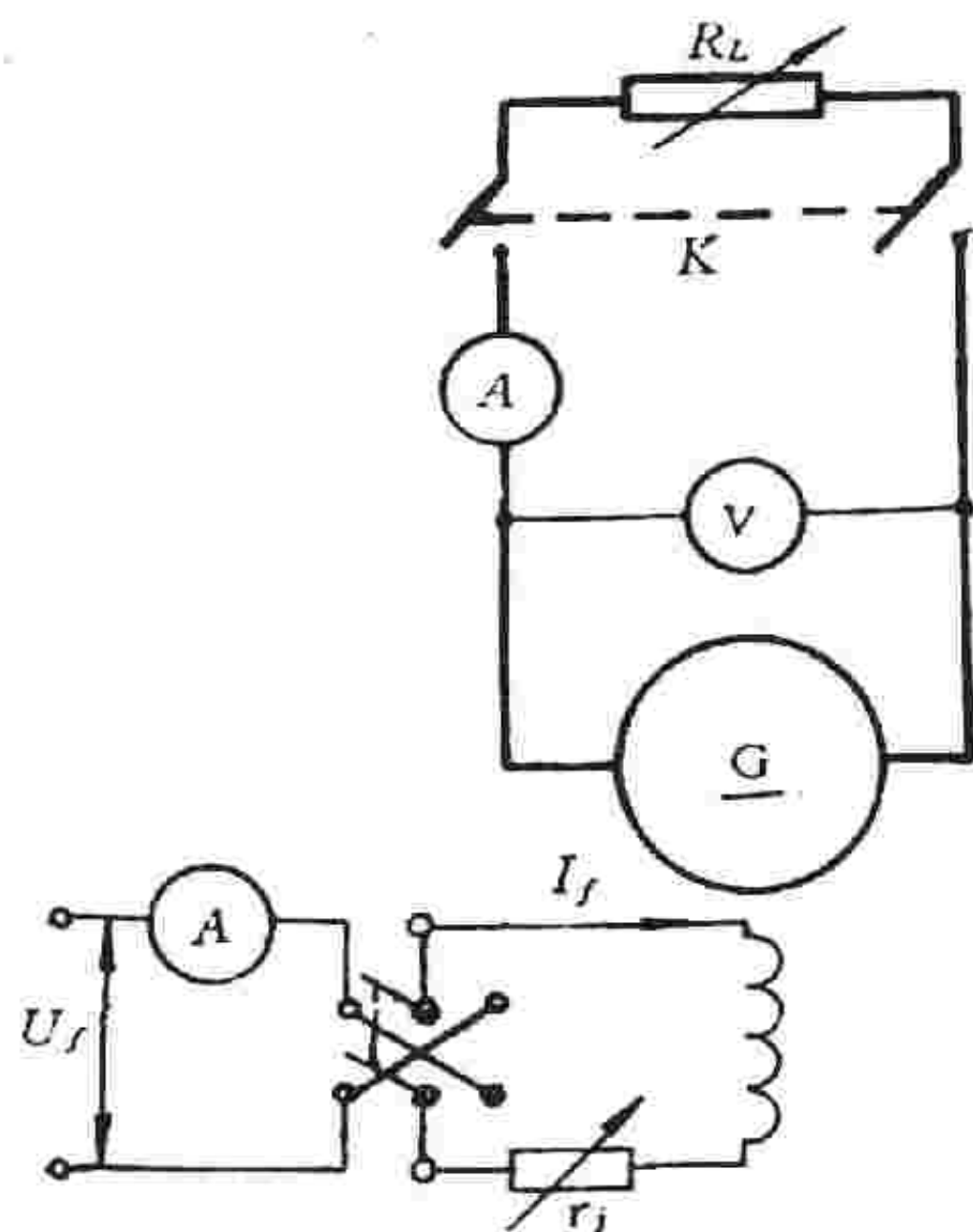


图 24-5 他励发电机接线图

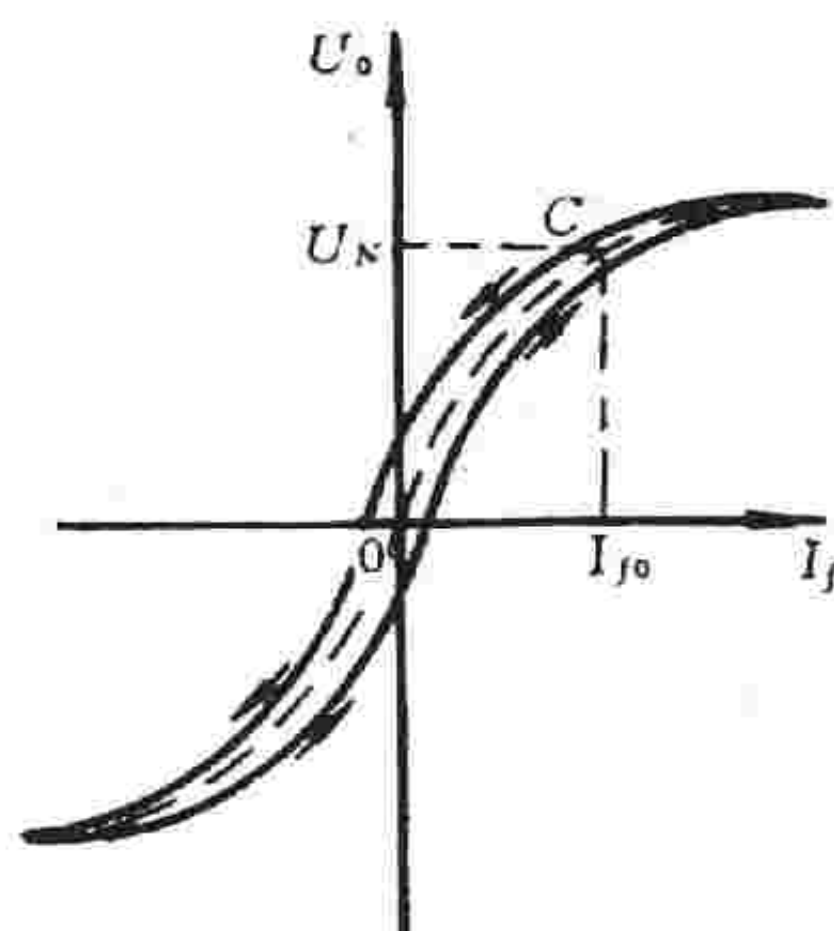


图 24-6 直流发电机的空载特性

上述空载特性是在 $n = n_N$, 即额定转速下测定的。当转速为不同数值时,空载特性将按转速成正比地上升或下移。顺便指出,其他型式的发电机,如并励、复励发电机的空载特性亦由他励方式测取。

二、外特性(voltage regulation characteristic)

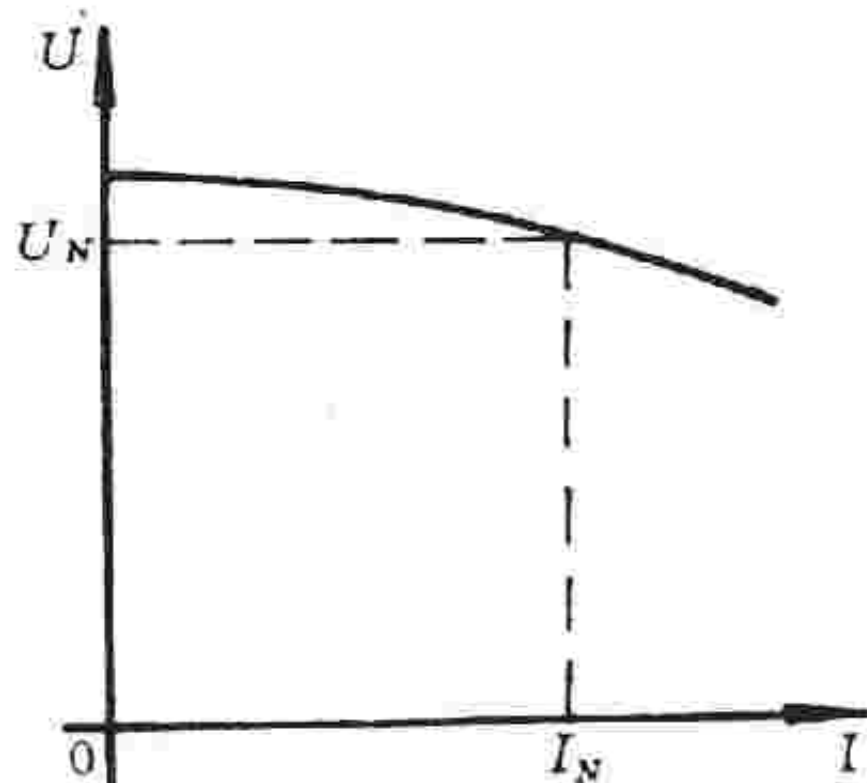


图 24-7 他励发电机的外特性

他励发电机的外特性是指发电机带上负载以后,在保持 $n = n_N, I_f = I_{fN}$ 不变的情况下,负载电流 I 变化时端电压 U 的变化规律,故又称为电压调整特性。

用实验法求取外特性时,按图 24-5 接线。将负载接通,调节发电机的负载、励磁电流和转速,使发电机达到额定状态(即 $U = U_N, I = I_N, n = n_N$),此时发电机的励磁电流 I_{fN} 称为额定励磁电流。然后保持励磁电流 I_{fN} 不变,改变负载的大小,得到不同的端电压,即可求得 $U = f(I)$ 的关系曲线,如图 24-7 所示。

实验表明,他励发电机的外特性是一条略微下垂的曲线,即随着负载电流的增大,端电压

将稍有下降。从电势方程 $U = E_a - I_a R_a$ 和电动势公式 $E_a = C_e n \Phi$ 可知,引起端电压下降的原因主要有二:

- (1) 电枢回路的电阻压降引起电压下降;
- (2) 电枢反应的去磁作用使电动势降低。

发电机的端电压随负载而变化的程度,可用电压调整率来衡量。根据国标规定,他励发电机的额定电压调整率是指 $n = n_N, I_f = I_{fN}$ 时,发电机从额定负载 ($I = I_N, U = U_N$) 过渡到空载 ($U = U_0, I = 0$) 时,端电压变化的数值与额定电压的比值,即

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_N}{U_N} \times 100\% \quad (24-14)$$

一般他励发电机的 ΔU 约在 5~10% 范围内,负载变化时端电压变化不大,基本上可以看成为恒压电源。

三、调整特性 (exciting current regulation characteristic)

调整特性是指保持发电机的端电压为常值 (通常为额定值),负载变化时励磁电流的调节规律,即 $n = n_N, U = U_N$ 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,故又称为励磁电流调整特性。

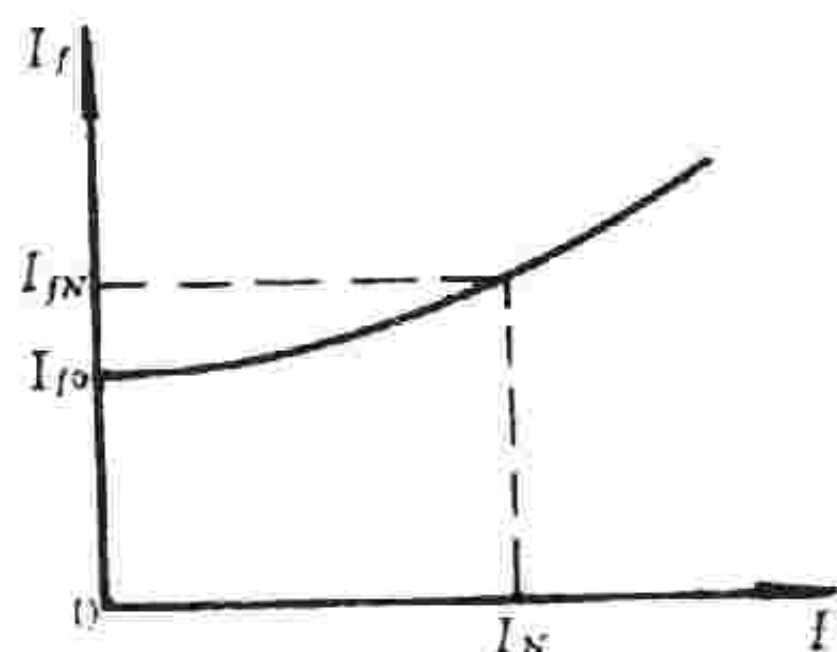


图 24-8 他励发电机的调整特性

用实验求取调整特性时,应同时调节负载电阻和励磁电流,以使在不同负载下端电压保持为额定值,然后读取 I 与 I_f 。图 24-8 表示了他励发电机的调整特性。图中 I_{f0} 和 I_{fN} 分别为空载和额定负载时,为保持端电压为额定电压所需的励磁电流。

由图可见,调整特性曲线是随着负载电流增大而向上翘的。这是因为负载电流增大时,补偿电阻压降及电枢反应去磁作用的增加,以保持

端电压不变,就必须增大励磁电流。由于电枢反应的去磁作用与负载电流的关系是非线性的,所以调节特性曲线不是直线。

§ 24-4 并励直流发电机的自励条件和特性

并励直流发电机是自励式发电机最常用的一种。它的励磁电流不需要其它的直流电源供给,而是取自发电机本身,所以称为“自励”。并励直流发电机的主极励磁绕组与电枢并联,如图 24-9 所示。

下面先分析并励直流发电机的自励过程,然后分析其特性。

一、并励直流发电机的自励过程及条件

并励发电机在电压尚未建立之前,励磁电流 $I_f = 0$,此时要使旋转的电枢能够产生电动势并开始发电,则电机内部必须要有剩磁,所以电机有剩磁是自励的第一个条件。

当电机有剩磁时,若电枢在剩磁场内旋转,就会感应剩磁电动势。在剩磁电动势的作用下,便将有一个不大的励磁电流,并产生励磁磁场,如果转向和励磁绕组的连接配合得当,则可使励磁磁场的方向和剩磁方向相同,从而使电机内部磁场得到加强,并使电枢电动势和端电压上

升,而端电压的上升又使励磁电流进一步增加,进而使磁场进一步加强,如此往复,电压便有可能建立起来。如果转向与励磁绕组的连接配合得不当,励磁电流对剩磁起去磁作用,则电压就不能建立。所以,电枢转向和励磁绕组的接法必须正确地配合,以使励磁磁场和剩磁方向一致,这是自励的第二个条件。

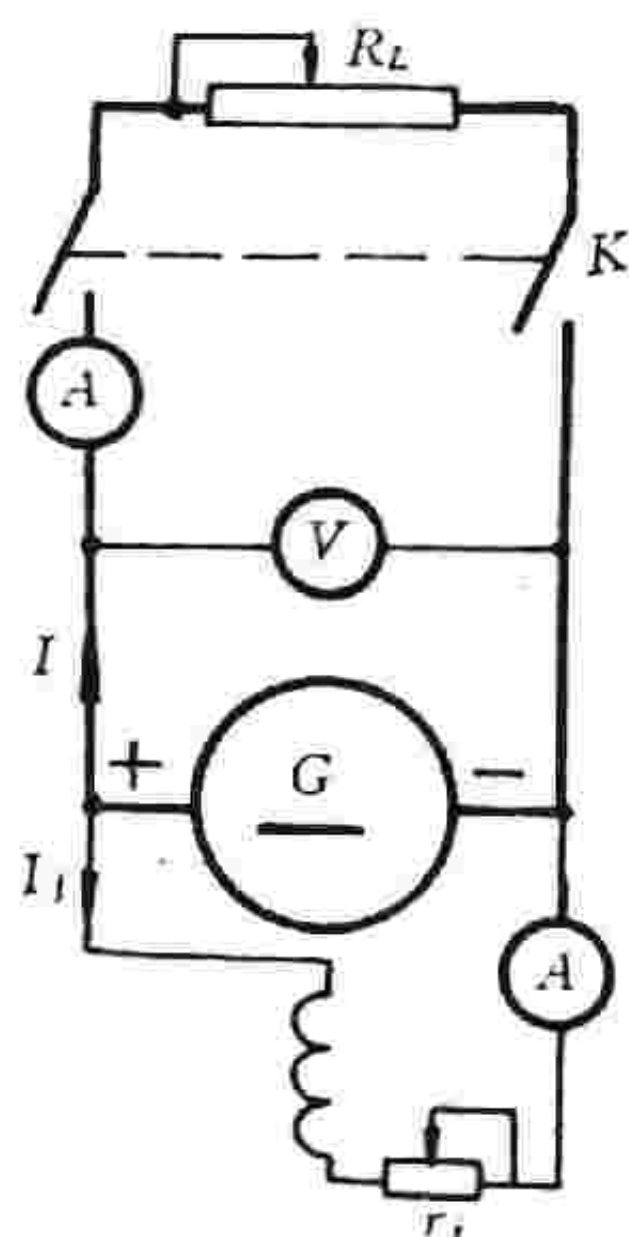


图 24-9 并励发电机的接线图

励磁电流和端电压往复上升,到什么时候才能稳定呢? 对于并励发电机,空载端电压 U_0 与励磁电流 I_f 之间应满足两个关系:一个是空载特性 $U_0 = f(I_f)$,另一个是励磁回路应满足欧姆定律,即

$$U_0 = I_f R_f \quad (24-15)$$

式中 R_f 为励磁回路总电阻。当 R_f 一定时, U_0 与 I_f 成直线关系。如图 24-10 中直线 2 所示,该直线称为磁场电阻线,简称场阻线。因此,空载特性和场阻线的交点 P 即为空载电压的稳定点。如图 24-10 所示。

由图可见,场阻线的斜率为

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{U_0}{I_f} = R_f \quad (24-16)$$

即等于励磁回路总电阻。如果增加励磁回路电阻,则 α 角增大,场阻线斜率变大,交点 P 将沿着空载曲线向下移动,电机的空载电压就会降

低。若继续增加 R_f ,直到场阻线与空载特性的直线部分相切时,它们没有固定的交点,因此自励所建立的电压不能稳定在某一值上,我们称为建压的“临界”状态,此时励磁回路的电阻称为

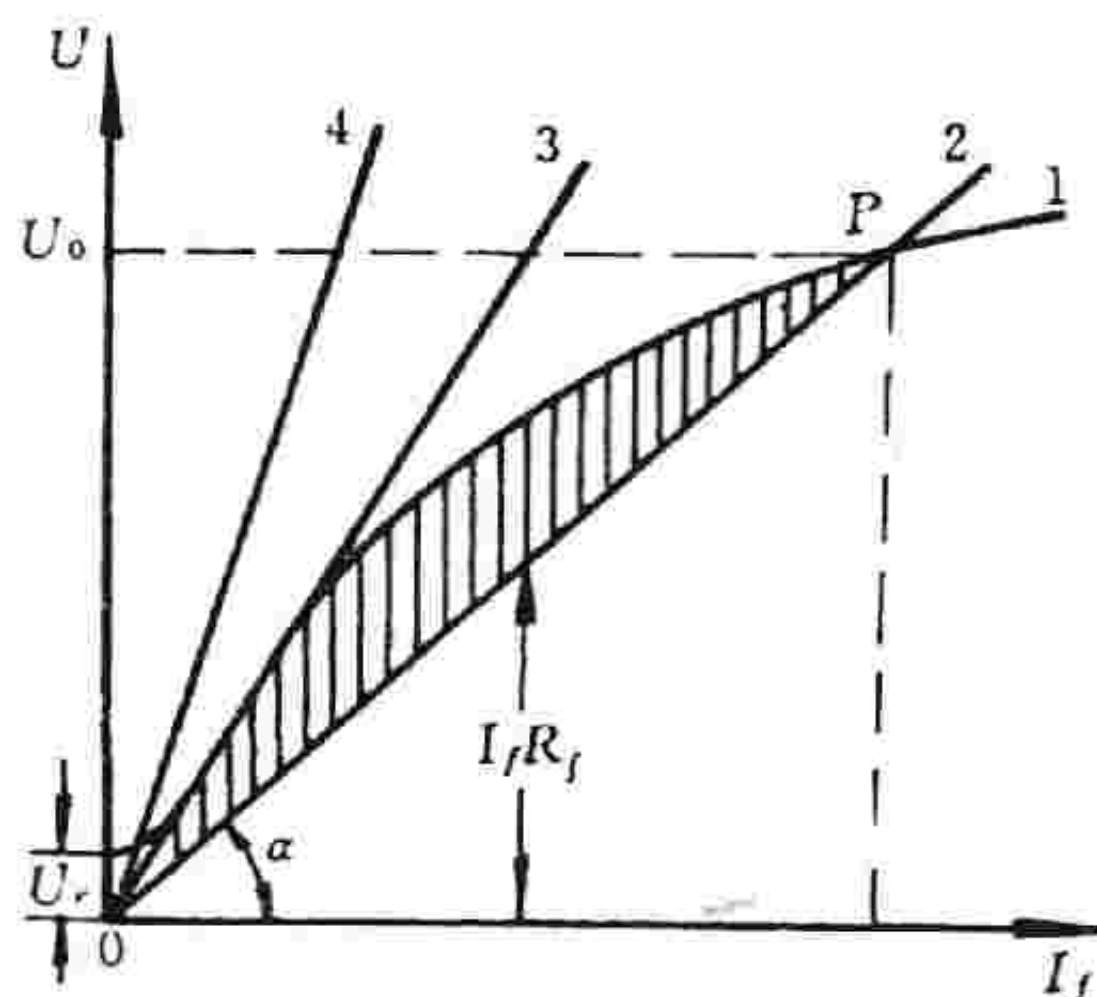


图 24-10 并励发电机的自励过程

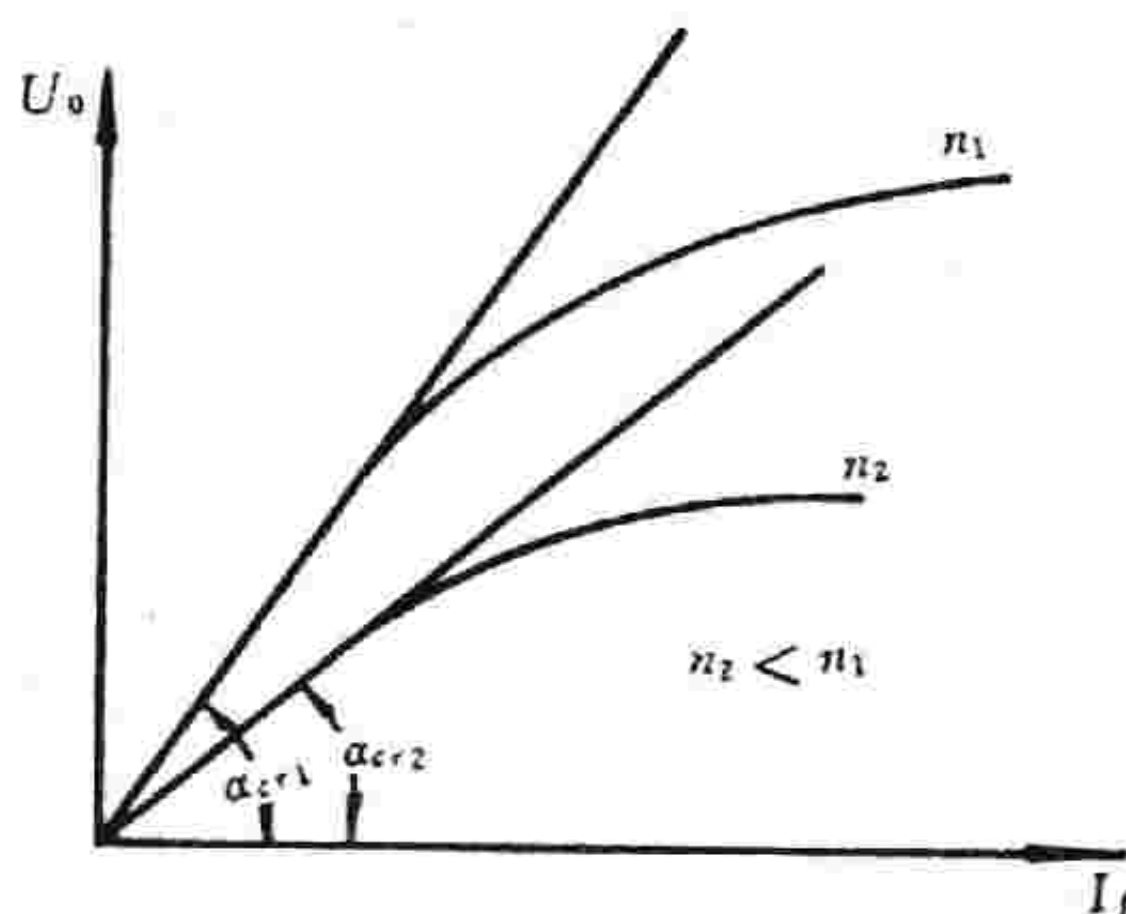


图 24-11 不同转速时的临界电阻

临界电阻 R_{fcR} ,对应于图 24-10 中直线 3。如继续增大 R_f ,当励磁回路电阻高于临界电阻 R_{fcR} 时,相应的场阻线与空载特性相交所得电压很低,与剩磁电压相差无几,即发电机不能自励,对

应于 24-10 中直线 4。所以自励的第三个条件是励磁回路的总电阻应小于临界电阻值。

这里要注意,临界电阻值与运行转速有关。当转速低于 n_N 时,发电机的空载特性随转速的下降而正比地变化,与之相切的临界场阻线将随之下移,因而相应的临界电阻值也将减小。如图 24-11 所示。

以上分析了并励发电机的自励条件,这些条件也适用于复励发电机。

二、并励发电机的特性

并励发电机的空载特性一般是把电机改接成他励时测取,因为当调节励磁回路电阻时,一旦 R_f 等于临界电阻,则不能建压,因此空载特性的直线部分不能测出。由此可知,并励发电机的空载特性与他励时实际上是一样的,调整特性亦完全相同,所以下面只研究其外特性。

并励发电机的外特性是指 $n=n_N, R_f=\text{常值}$ 时, $U=f(I)$ 的关系曲线。

用实验法求取外特性时,应保持 $n=n_N$ 不变,同时调节励磁电流和负载电流,使电机达到额定状态 ($U=U_N, I=I_N$), 然后保持励磁电阻于此值不变,求得不同负载时的端电压,即可得图 24-12 所示的外特性。为了比较,图中还画出了该电机接成他励,且保持同一空载电压 U_0 时的外特性。

从图 24-12 可见,与他励时比较,并励发电机的外特性有三个特点:

- (1) 随着负载的增加,并励时的端电压比他励时下降得多;
- (2) 外特性有“拐弯”现象;
- (3) 稳定短路电流小。

下面来分析这几个特点。

他励发电机外特性下降的原因是电枢反应的去磁作用和电枢回路的电阻压降,而励磁电流 I_f 不受端电压 U 变化的影响。并励发电机除上述两个原因会使端电压下降外,由于励磁电流 $I_f = \frac{U}{R_f}$, 端电压下降时,励磁电流将减小,而 I_f 的减小将引起主磁通和感应电动势的进一步下降,因此并励时的外特性要比他励时下降得多。并励发电机的电压调整率一般在 20% 左右。

至于外特性“拐弯”的原因是:因 $I = \frac{U}{R_L}$, 在磁路比较饱和的区域中,随着负载电阻的减小,端电压下降, I_f 随之减小。但由于磁路较饱和,由于 I_f 的减小而引起电动势 E_a 和端电压 U 的减小不大,于是负载电阻 R_L 减小时,负载电流就增大,一直到外特性的拐弯点(临界点),该点的电流称为临界电流 $I_\sigma, I_\sigma \approx (2 \sim 3)I_N$ 。若 R_L 进一步减小, U 和 I_f 亦进一步减小,此时磁路饱和程度降低,励磁电流 I_f 的稍微减小可引起电动势 E_a 的很大下降,致使端电压下降的幅度大于负载电阻减小的幅度, R_L 减小时, I 反而减少。

当负载电阻短路时 ($R_L=0$), 端电压 $U=0$, 励磁绕组内将无电流流过,此时电枢内的短路电流将由电枢的剩磁电动势所产生,即 $I_k = \frac{E_r}{R_a}$ 。由于剩磁电动势 E_r 不大,故并励发电机的稳

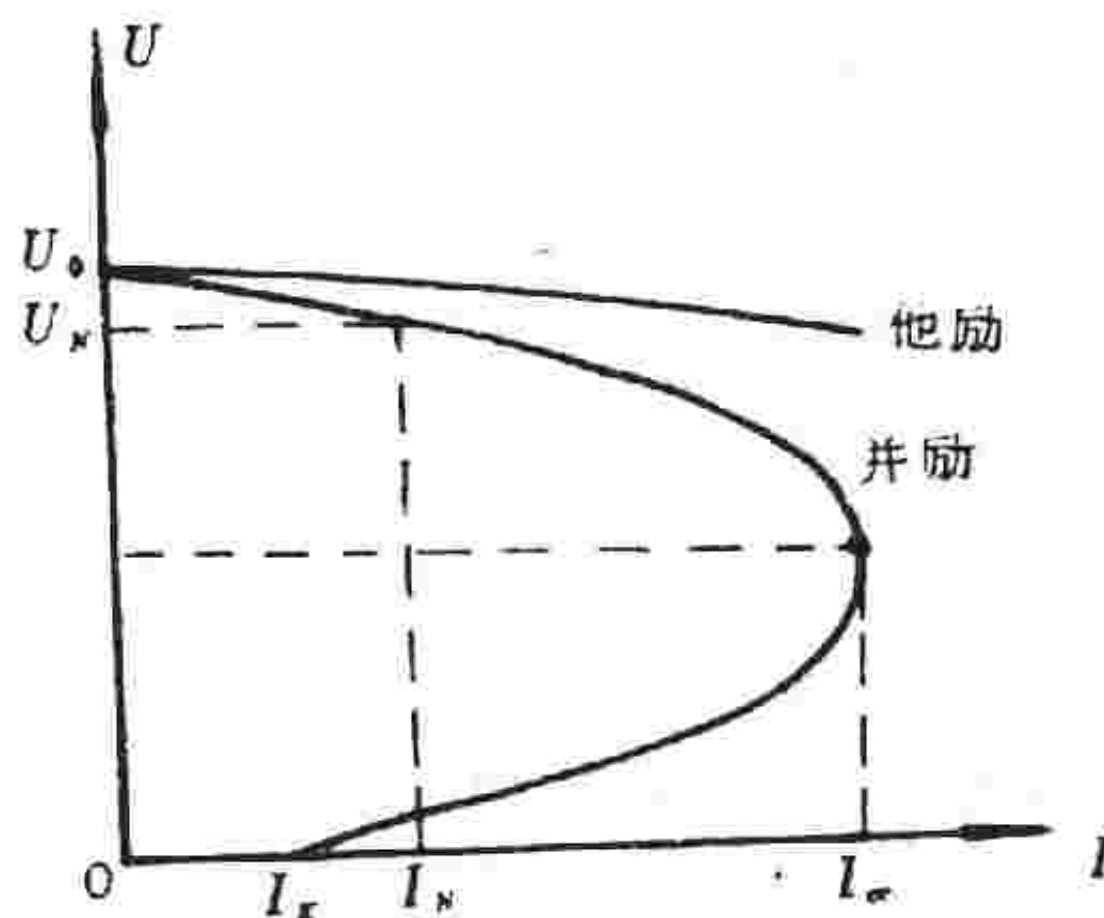


图 24-12 并励发电机的外特性

态短路电流亦不大, I_k 常小于额定电流。但如果发生突然短路, 则由于励磁绕组有很大的电感, 励磁电流及其所建立的磁通不能立即变为零, 因此突然短路电流的最大值仍可达额定电流的8~12倍, 有损坏电机的危险, 故并励发电机也须装置短路保护设备。

§ 24-5 复励直流发电机的特性

由上节分析可知, 并励发电机虽有自励而不必外加励磁电源的优点, 但它的电压调整率比他励发电机的大。如果在并励发电机的基础上, 加上串励绕组以加强并励磁场, 则可改善发电机的性能。复励发电机的接线图如图24-13所示, 并励绕组和串励绕组均安装在同一主磁极上。并励绕组并接在电枢两端, 并励电流只占电枢电流的5%左右, 故导线细、匝数多; 串励绕组与电枢串联, 其电流等于电枢电流, 故用较粗的扁铜线绕制, 只有几匝。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。用得较多的是积复励。

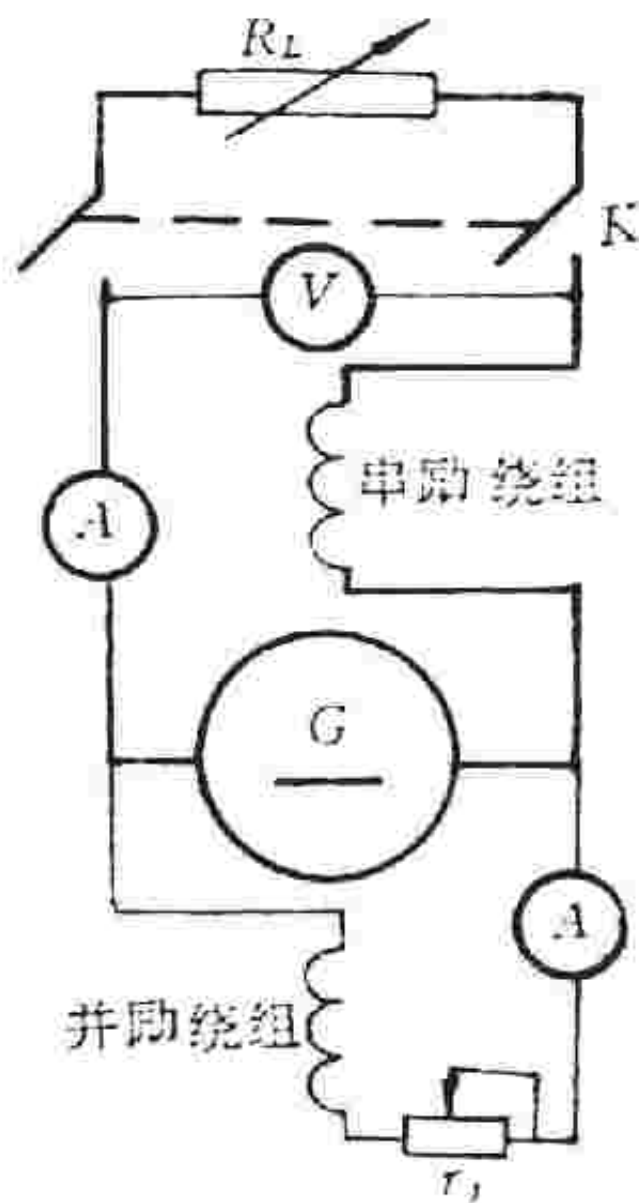


图24-13 复励发电机的接线图

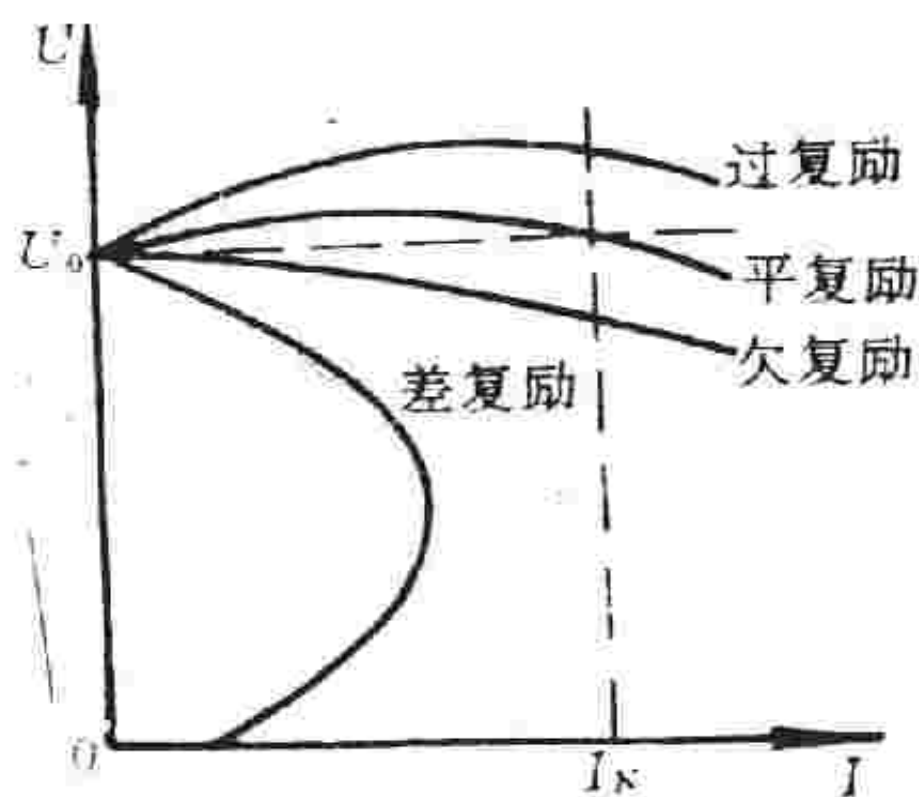


图24-14 复励发电机的外特性

复励发电机的外特性如图24-14所示。在积复励发电机中, 并励绕组起主要作用, 以保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的影响, 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, 使额定负载时电压反而比额定电压高, 称为过复励。反之, 若为欠补偿则为欠复励。在差复励发电机中, 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。利用这种特点, 可把差复励发电机作为恒流发电机使用, 如作为直流电焊发电机等。

例24-1 国产 Z_2-112 型他励直流发电机, $P_N=115\text{kW}$, $U_N=230\text{V}$, $n_N=960\text{r/min}$, $2p=4$, 他励绕组的电压 $U_{fN}=220\text{V}$, 电枢回路总电阻 $R_a=0.0219\Omega$ 。励磁绕组电阻 $r_f=20.4\Omega$, 励磁绕组每极有640匝, 额定负载时电枢反应的等效去磁安匝 $F_{adN}=880\text{安/极}$, 电机的铁耗和

机械损耗分别为 $p_{fe}=1.127\text{kW}$, $p_m=1.444\text{kW}$; 额定转速时电机的空载曲线如图 24-15 所示。试求:

- (1) 额定负载时电枢的感应电动势和电磁功率;
- (2) 发电机的额定励磁电流和电压调整率;
- (3) 额定效率。

解:

(1) 发电机的额定电流

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{115 \times 10^3}{230} = 500 \text{ A}$$

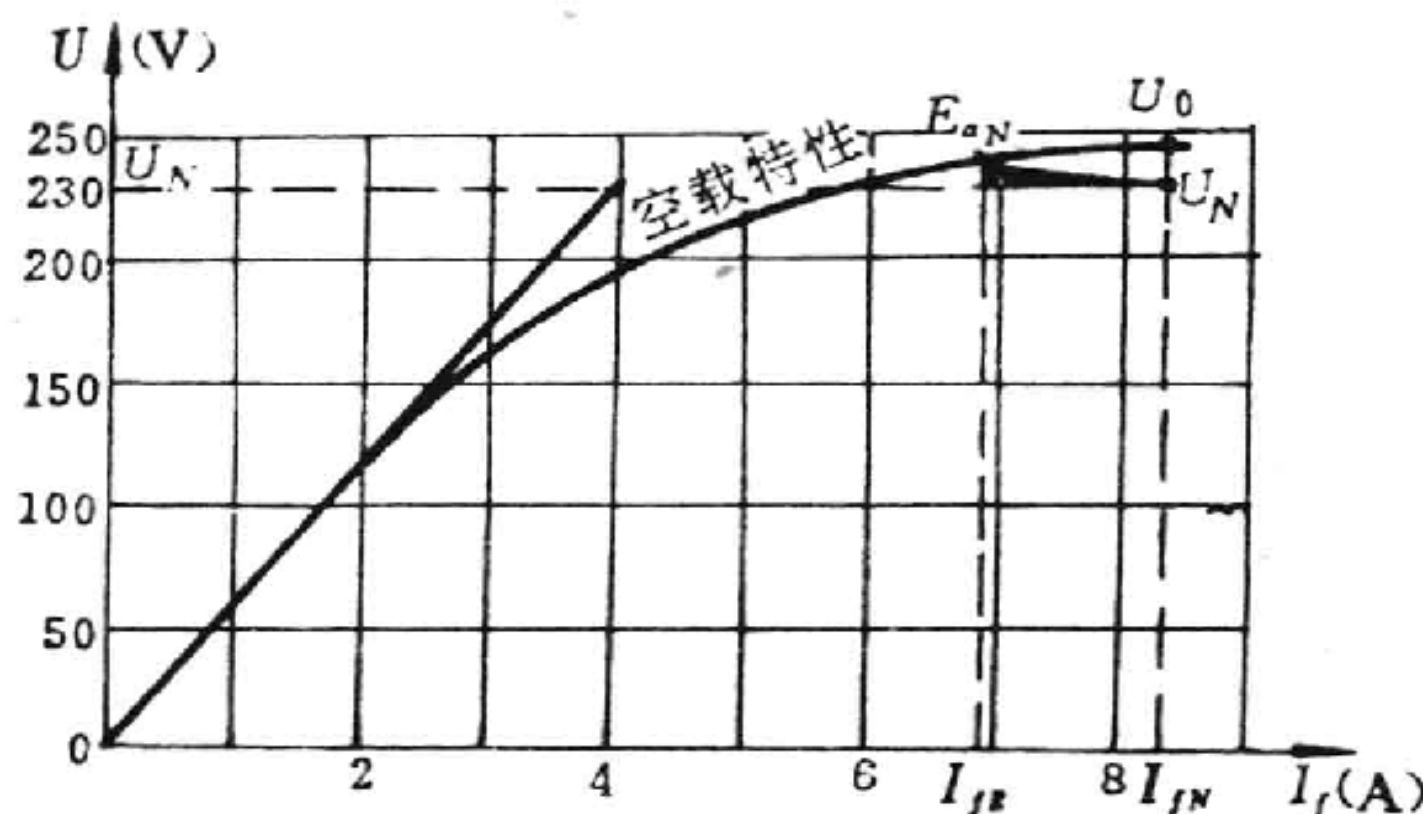


图 24-15 例 24-1 发电机的空载特性

额定负载时电枢的感应电动势

$$\begin{aligned} E_{aN} &= U_N + I_a R_a \\ &= 230 + 500 \times 0.0219 \\ &= 240.95 \text{ V} \end{aligned}$$

电磁功率为

$$\begin{aligned} P_M &= E_{aN} I_N \\ &= 240.95 \times 500 \times 10^{-3} \\ &= 120.48 \text{ kW} \end{aligned}$$

(2) 按图 24-15 由空载特性可找出产生 E_{aN} 所需的励磁电流 $I_{fE} \approx 6.87\text{A}$ 。除产生 E_{aN} 外, 还要有部分励磁电流用以抵消去磁的电枢反应, 故额定励磁电流应为

$$\begin{aligned} I_{fN} &= I_{fE} + \frac{F_{adN}}{w_f} \\ &= 6.87 + \frac{880}{640} \approx 8.25 \text{ A} \end{aligned}$$

与 I_{fN} 对应的空载电压 $U_0 = 247\text{V}$, 故电压调整率为

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_N}{U_N} = \frac{247 - 230}{230} = 7.39\%$$

(3) 额定负载时电机的损耗为

$$p_{\text{cua}} = I_N^2 R_a = 500^2 \times 0.0219 \times 10^{-3} = 5.475 \text{ kW}$$

$$p_{fe} = 1.127 \text{ kW}$$

$$p_m = 1.444 \text{ kW}$$

$$p_{ad} = 1\% P_N = 1\% \times 115 = 1.15 \text{ kW}$$

$$\Sigma p = p_{\text{cua}} + p_{fe} + p_m + p_{ad} \approx 9.2 \text{ kW}$$

故额定效率为

$$\begin{aligned} \eta_N &= \left(1 - \frac{\Sigma p}{P_2 + \Sigma p}\right) \\ &= \left(1 - \frac{9.2}{115 + 9.2}\right) = 92.6\% \end{aligned}$$

例24-2 已知并励直流发电机额定数据如下：

$P_N = 15 \text{ kW}$, $U_N = 220 \text{ V}$, $n_N = 1450 \text{ r/min}$ 。并励回路电阻 $R_f = 111 \Omega$, 电枢回路电阻 $r_a = 0.216 \Omega$, $2\Delta U_b = 2 \text{ V}$ 。其空载特性数据如下表：

$I_f (\text{A})$	2.7	2.05	1.4	1.1	0.9	0.75	0.6	0.45
$U_o (\text{V})$	252	240	214	187	160	134	107	80

试求：(1) 额定负载时的电压调整率；

(2) 额定负载时的电枢电动势。

解：

(1) 作空载特性和磁场电阻线如图24-16所示。额定负载时的励磁电流

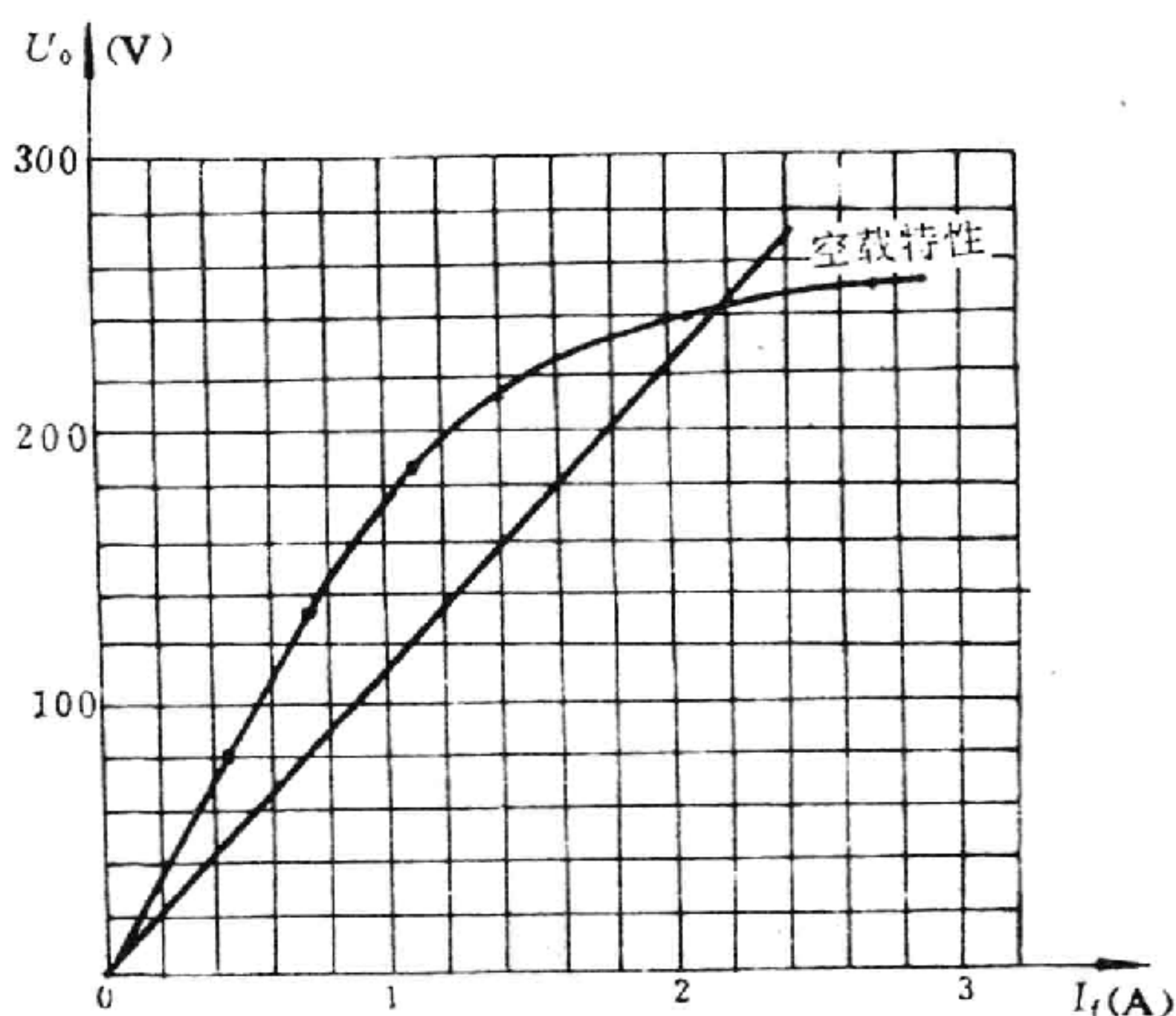


图24-16 例题24-2发电机的空载特性和磁场电阻线

$$I_f = \frac{U}{R_f} = \frac{220}{111} = 1.98 \text{ A}$$

由空载特性与磁场电阻线交点求得: $I_f = 2.2 \text{ A}$, $U_0 = 244 \text{ V}$, 故电压调整率为

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{U_0 - U_N}{U_N} \times 100\% \\ &= \frac{244 - 220}{220} \times 100\% = 10.9\% \end{aligned}$$

$$(2) \quad I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{15 \times 10^3}{220} = 68.2 \text{ A}$$

$$I_a = I_N + I_f = 68.2 + 1.98 = 70.18 \text{ A}$$

额定负载时电枢电动势为

$$\begin{aligned} E_{aN} &= U_N + I_a r_a + 2\Delta U_b = 220 + 70.18 \times 0.216 + 2 \\ &\approx 237.16 \text{ V} \end{aligned}$$

例24-3 设有一台并励发电机 $I_{aN} = 40.5 \text{ A}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $r_a = 0.516 \Omega$, $\Delta U_b = 1 \text{ V}$, 满载时电枢反应的去磁效应相当于并励绕组的励磁电流 $I_{faN} = 0.05 \text{ A}$ 。当 $n_N = 1450 \text{ r/min}$ 时测得空载曲线数据如下表:

$I_f(\text{A})$	0.64	0.89	1.38	1.73	2.07	2.75
$U_0(\text{V})$	101.5	145	218	249	264	284

试求: (1) 并励回路的总电阻 R_f ;

(2) 励磁回路电阻保持不变时的空载电压 U_0 ;

(3) R_f 保持不变, 该机满载运行, 如在每一磁极上加绕串励绕组5匝, 则可将满载时端电压提升至240V, 在每一磁极上的并励绕组有多少匝?

解:

(1) 满载时的感应电动势为

$$\begin{aligned} E_{aN} &= U_N + I_{aN} r_a + 2\Delta U_b = 230 + 40.5 \times 0.516 + 2 \\ &= 252.90 \text{ V} \end{aligned}$$

查空载曲线表并用插值法求得

$$\begin{aligned} I_{fE} &= 1.73 + (2.07 - 1.73) \frac{252.9 - 249}{264 - 249} \\ &= 1.82 \text{ A} \end{aligned}$$

考虑电枢反应的去磁效应后

$$I_{fN} = I_{fE} + I_{faN} = 1.82 + 0.05 = 1.87 \text{ A}$$

故并励回路的电阻为

$$R_f = \frac{U_N}{I_{fN}} = \frac{230}{1.87} = 123 \Omega$$

(2) 估计空载电压在264V与284V之间, 故 U_0 与 I_f 之间必须满足下列关系式:

$$U_0 = R_f I_f = 123 I_f$$

$$\frac{U_0 - 264}{284 - 264} = \frac{I_f - 2.07}{2.75 - 2.07}$$

把上两式联立求解得

$$I_f = 2.17 \text{ A}$$

$$U_0 = 123 \times 2.17 = 266.91 \text{ V}$$

(3) 满载时 $U = 240\text{V}$, 其感应电动势为

$$\begin{aligned} E_a &= U + I_{aN}r_a + 2\Delta U_s \\ &= 240 + 40.5 \times 0.516 + 2 \\ &= 262.9 \text{ V} \end{aligned}$$

因保持 R_f 不变, 故实有的励磁电流为

$$I_f = \frac{U}{R_f} = \frac{240}{123} = 1.95 \text{ A}$$

如不考虑电枢反应, 磁极上未加串励绕组时所需的励磁电流, 查找空载曲线可得:

$$\begin{aligned} I_{fE} &= 1.73 + (2.07 - 1.73) \frac{262.90 - 249}{264 - 249} \\ &= 2.05 \text{ A} \end{aligned}$$

因实际运行时, 总安匝数为并励安匝、串励安匝与电枢反应的去磁安匝之和, 即

$$\begin{aligned} w_f I_{fE} &= w_f I_f + w_s I_{aN} - w_f I_{faN} \\ w_f \times 2.05 &= w_f \times 1.95 + 5 \times 40.5 - w_f \times 0.05 \end{aligned}$$

故所需并励绕组匝数为

$$\begin{aligned} w_f &= \frac{5 \times 40.5}{2.05 - 1.95 + 0.05} = \frac{202.5}{0.15} \\ &= 1350 \text{ 匝/极} \end{aligned}$$

小 结

直流发电机是把机械能转换为直流电能的旋转机械。发电机的电磁转矩是制动性质的转矩, 是机电能量转换的关键。 $T_M \Omega = E_a I_a = P_M$, 显示了机械功率与电磁功率的转换关系。电动势平衡方程式、功率平衡方程式和转矩平衡方程式是直流电机的基本方程式, 它们把直流电机中电的和机械方面的物理量联系了起来。直流发电机运行时, E_a 大于 U , 这是判别直流电机是否运行于发电机状态的判据。

直流发电机可分为他励、自励两种。自励的方式主要有并励和复励。发电机自励必须满足下列三个条件:

- (1) 电机中必须有剩磁;
- (2) 励磁绕组与电枢的连接和电枢旋转方向必须正确配合;
- (3) 励磁回路的电阻必须小于与电机运行转速相对应的临界电阻。

表征直流发电机运行性能的特性主要有三种, 即空载特性、外特性和调整特性。其中外特性是最重要的一种特性, 它表征发电机的端电压随负载电流变化的情况。外特性曲线的形状及其特点, 因励磁方式不同而有较大差异。

第二十五章 直流电动机

本章重点内容:1.掌握直流电动机的基本方程式。
2.掌握直流电动机的运行特性。
3.掌握直流电动机的起动、调速方法。

直流电动机由于有良好的起动性能及调速特性,因此被广泛地用在对起动和调速性能要求高的场合。例如电车、轧钢机、龙门刨床以及起重机等就常用直流电动机作为动力。

直流电动机也有他励、并励、串励和复励四种,其特性与励磁方式有关。本章主要分析并励电动机的工作特性、起动、调速等问题。

§ 25-1 直流电机的可逆原理

任何一台电机,既存在发电作用(感应电动势),又存在电动作用(产生电磁转矩),这两种作用在电机中构成互相对立的矛盾的两个方面。作发电机运行时,发电作用是矛盾的主要方面(电动势为主电动势),而电动作用是作为矛盾的对立面存在(电磁转矩为反转矩)。也正是由于电磁反转矩的存在,才能将机械能转换成电能。一旦客观条件改变,矛盾可以相互转化,即主电动势可以转化为反电动势,电磁反转矩可以转化为主转矩,这就是电机的可逆性原理。下面将以并励直流电机为例,具体说明运行状态的转化过程。

设有一台并励直流电机,并联在恒压电网上作为发电机运行,如图25-1(a)所示。在原动机驱动转矩 T_1 作用下,电枢沿逆时针方向旋转。此时其电枢电动势 $E_a > U$,发电机向电网输出的电枢电流 $I_a = \frac{E_a - U}{R_a}$, I_a 与 E_a 同方向,皆为正值。 E_a 称为主电动势。在 N 极下,按右手定则可定出导体电动势方向为由纸面向外,在 S 极下则相反。此时,乘积 $E_a I_a$ 为正值,它表示来自原动机的机械功率在电枢中转换为电磁功率。另一方面,根据左手定则,可判断 I_a 与磁场相互作用所产生的电磁转矩 T_M 的方向与转向相反, T_M 为反转矩或制动转矩。因此,原动机必须用足够的驱动转矩 T_1 来克服此电磁转矩 T_M 和空载转矩 T_0 。才能向电机输入机械功率,以维持发电机的稳定运行。由此可知,发电机运行状态的特点是:

- (1) $E_a > U$;
- (2) E_a 与 I_a 方向一致, E_a 为主电动势;
- (3) T_M 与转向相反, T_M 为反转矩;
- (4) 输入机械能转换为电能。

此时如果减少原动机的输出转矩,则机组转速降低,在励磁电流不变时,随着转速降低, E_a 亦随之减小,直至 $E_a = U$ 时,发电机输出电流 $I_a = \frac{E_a - U}{R_a} = 0$,此时电磁转矩 $T_M = 0$ 。电机变为空载运行的发电机,原动机只需克服电机的空载转矩 T_0 。若进一步将原动机切除,则转速继续

下降,于是 $E_a < U$, $I_a = \frac{E_a - U}{R_a} < 0$, 即 I_a 与 E_a 反方向, E_a 称为反电动势。如图25-1(b)所示。这时由于电流方向改变,而主磁场方向不变,所以电磁转矩 T_M 的方向变为与电机转向一致,即为主转矩或驱动转矩。此时乘积 $E_a I_a$ 为负值,它表示电机从电网吸收电功率转换为轴上的机械功率,电机已由发电机状态转变为电动机状态。由此可知,电动机运行状态的特点是:

- (1) $U > E_a$;
- (2) E_a 与 I_a 反向, E_a 为反电动势;
- (3) T_M 与转向一致, T_M 为主转矩;
- (4) 输入电能转换为机械能。

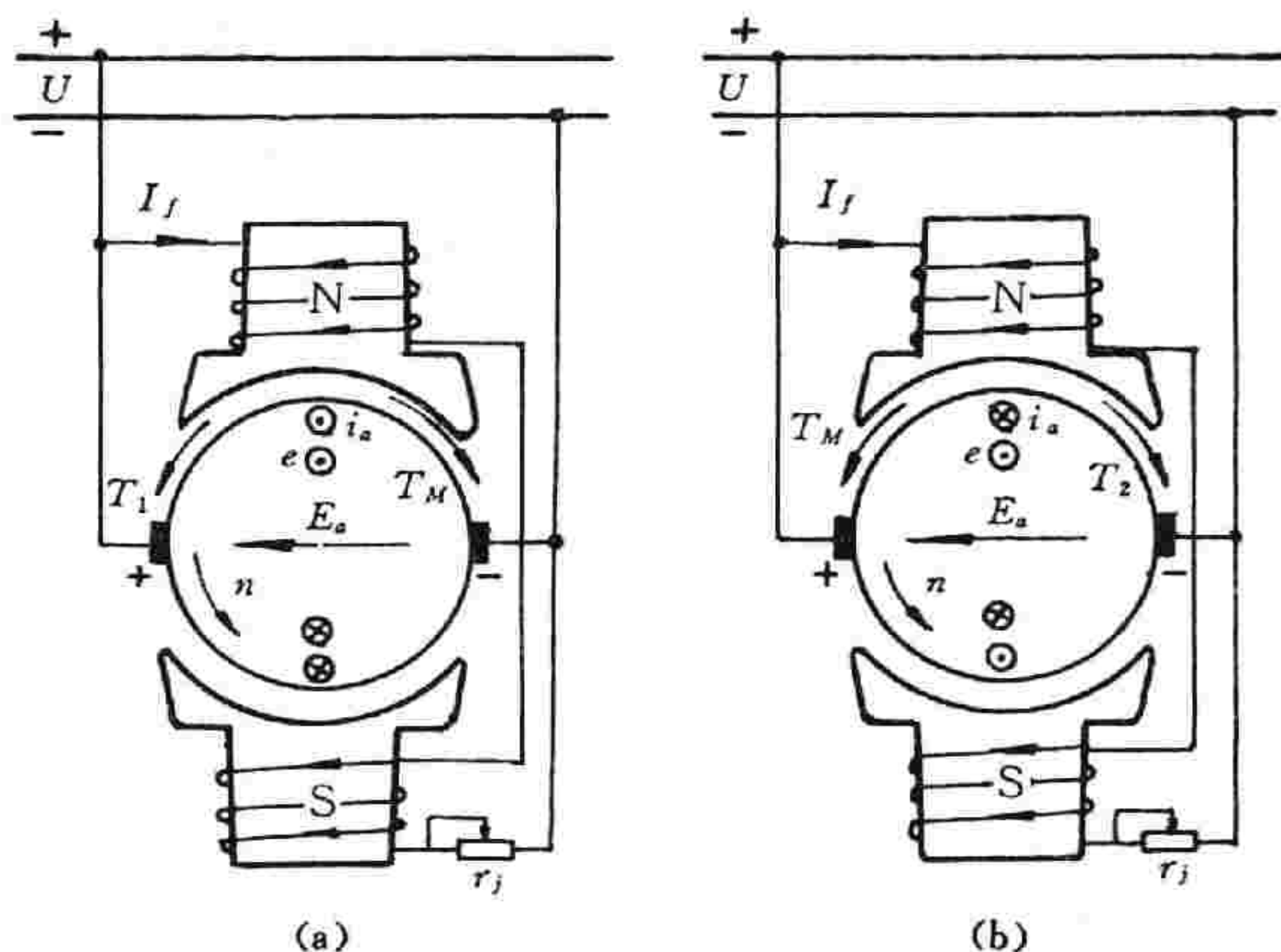


图25-1 直流电机的可逆原理
(a)发电机状态 (b)电动机状态

以上所述就是电机的可逆原理。可见,发电机和电动机运行状态不是两种孤立的状态,它们是相互联系的。无论发电机或电动机,由于电磁的相互作用,电枢电动势(发电作用)和电磁转矩(电动作用)是同时存在的。当 $E_a > U$, T_M 与 n 反向时为发电机运行状态;当 $E_a < U$, T_M 与 n 同向时为电动机运行状态。

必须指出,实用上根据生产工艺的需要和工业经济等方面的要求,制造厂在铭牌上对每台电机的运行状态已做出规定。从结构及额定值等方面来说,二者均有不同。例如某一系列直流发电机额定电压规定为230V或115V,而电动机则规定为220V或110V等。当然,铭牌规定后,亦并不排除把原来规定作为发电机的电机当作电动机用,或把电动机用作发电机。不过这时电机就运行于非额定状态,其运行性能将有所降低。

§ 25-2 直流电动机的基本方程式

一、电压平衡方程式

由图 25-2 中规定的电压、电动势、电流正方向,可列出稳态运行时的电压平衡方程式为

$$U = E_a + I_a R_a \quad (25-1)$$

即电动机的端电压是用来克服反电动势 E_a 及电枢回路的总电阻压降 $I_a R_a$ 的。

对于并励直流电动机,负载电流、电枢电流和励磁电流的关系为

$$I = I_a + I_f$$

二、功率平衡方程式

直流电动机必须由电网供给其电功率,其中除变换为机械功率外,还有各种损耗。所有各种损耗均取自电网,由电网以电功率的形式供给,而最后以热能的形式散到电机周围的空间去。

下面以并励电动机为例来说明电动机运行时功率转换的情况,从而推导出功率平衡方程式。

由电网输入电机的电功率 P_1 ,除去电枢回路的铜耗(包括电刷接触损耗) p_{cu} 及励磁回路的铜耗 p_f 外,便是转变为机械功率的电磁功率 P_M ,即

$$P_1 = p_{cu} + p_f + P_M = I_a^2 R_a + I_f^2 R_f + P_M \quad (25-2)$$

从电学的观点来看,电动机的电动势 E_a 为一反电势, E_a 的方向与 I_a 的方向相反,电磁功率 P_M 就是电枢绕组吸收的电功率 $E_a I_a$;从力学的观点来看,电磁功率是在电磁转矩 T_M 的作用下,电枢所发出的全部机械功率 $T_M \Omega$ (其中 Ω 是电枢的机械角速度)。因此和发电机中的一样,电动机的电磁功率亦可写成

$$P_M = T_M \Omega = E_a I_a \quad (25-3)$$

电功率转变为机械功率之后,并不是全部都作为机械功率输出,因为尚需补偿机械损耗 p_m 、铁耗 p_{fe} 和附加损耗 p_{ad} ,剩下的才是有效的机械功率,即输出功率 P_2 。故得

$$P_M = P_2 + p_m + p_{fe} + p_{ad} \quad (25-4)$$

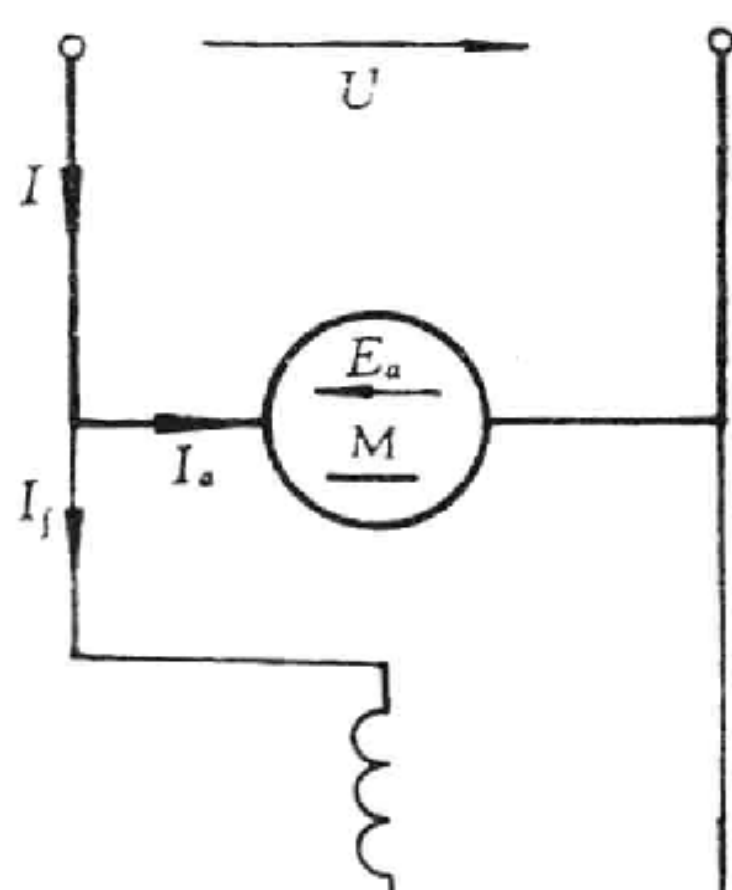
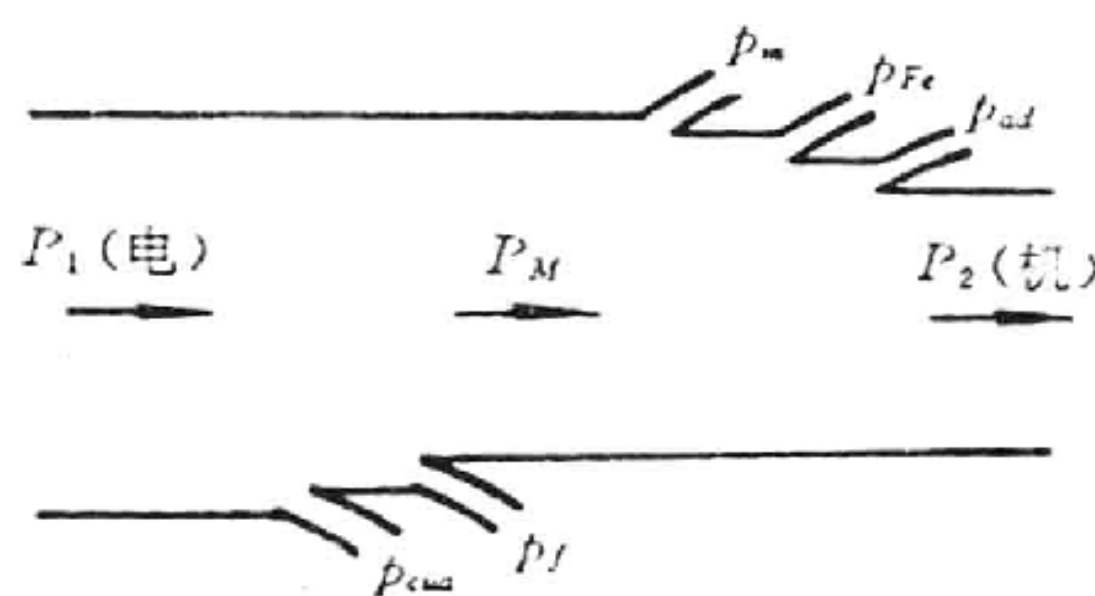


图 25-2 并励直流电动机线路图



25-3 并励直流电动机功率流程图

由上述可得直流电动机功率平衡方程式如下：

$$\begin{aligned} P_1 &= p_{\text{cua}} + p_f + P_M \\ &= p_{\text{cua}} + p_f + p_m + p_{fe} + p_{ad} + P_2 \\ &= P_2 + \Sigma p \end{aligned} \quad (25-5)$$

式中 $\Sigma p = p_{\text{cua}} + p_f + p_m + p_{fe} + p_{ad}$ ——电机的总损耗。

并励直流电动机的功率流程图如图 25-3 所示。

三、转矩平衡方程式

电动机以恒速旋转时，电机处于稳态运行中，将式(25-4)两边同除以电枢的机械角速度，则

$$\begin{aligned} \frac{P_M}{\Omega} &= \frac{P_2}{\Omega} + \frac{p_m + p_{fe} + p_{ad}}{\Omega} \\ T_M &= T_2 + T_0 \end{aligned} \quad (25-6)$$

式中 $T_2 = \frac{P_2}{\Omega}$ ——负载转矩；

$T_0 = \frac{p_m + p_{fe} + p_{ad}}{\Omega}$ ——空载转矩；

$T_M = \frac{P_M}{\Omega} = C_M \Phi I_a$ ——电磁转矩。

在动态情况下，电动机的电磁转矩 T_M 除克服负载转矩 T_2 和空载转矩 T_0 外，所余用来使系统加速，即电动机带动生产机械以角加速度 $\frac{d\Omega}{dt}$ 旋转，此时动态转矩平衡方程式为

$$\begin{aligned} T_M &= T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} \\ &= T_L + T_j \end{aligned} \quad (25-7)$$

式中 J ——机组旋转部分的转动惯量；

$T_L = T_2 + T_0$ ——机组总制动转矩；

$T_j = J \frac{d\Omega}{dt}$ ——惯性转矩。

当转子加速时， T_j 为正值，表示惯性转矩是制动性质的。反之，机组减速时， T_j 为负值，则惯性转矩变为拖动性质的，它参与拖动负载。当转速稳定时， $\frac{d\Omega}{dt} = 0$ ， $T_j = 0$ ，即为稳态运行时的转矩方程式。

§ 25-3 直流电动机的起动

直流电动机从投入电网开始，由静止达到稳定转速的过程称为起动过程。

从电路方面看，起动瞬间，电机转速 $n=0$ ，反电动势 $E_a=0$ ，因此电枢电流 $I_a = \frac{U - E_a}{R_a} = \frac{U}{R_a}$ 将达到很大的数值（因 R_a 数值很小）。以致电网电压突然下降，影响电网上其它用户的用电，并且还使电机绕组发热和受到很大电磁力的冲击。因此要求起动时电流不超过允许范围。但从电磁转矩 $T_M = C_M \Phi I_a$ 来看，则要求起动电流大些，才能获得较大的起动转矩。由此可见上述两方面的要求是互相矛盾的。还有一些其它问题，在起动中也要正确地加以解决，因此对直流电

动机的起动提出下列要求：

- (1)有足够的起动转矩；
- (2)起动电流限制在允许范围内；
- (3)起动时间短，符合生产技术要求；
- (4)起动设备简单、经济可靠。

这些要求是互相联系又互相制约，应结合具体情况考虑。

直流电动机常用的起动方法有：(1)全压起动；(2)电枢电路串变阻器起动；(3)降压起动。在任何一种起动方法中，最根本的原则是确保足够大的电磁转矩和限制起动电流。为此，在每一种起动方法中，均应保证电动机的磁通达到最大值，这是因为 $T_M = C_M \Phi I_a$ ，同样电流下， Φ 越大则 T_M 越大。为此起动过程中，磁场回路的调节电阻应调节至零值，并保证励磁回路不受其它线路压降的影响。下面分别介绍各种起动方法。

一、全压起动

这种方法是直接把电动机接到额定电压的电源上进行起动。由于起动时反电动势为零，电枢回路电阻又很小，因此起动电流很大，可达额定电流的 10~20 倍。这样大的电流，对电网产生不利的影响，并使电机换向器上产生强烈的火花，故全压起动只允许在容量很小的电动机中采用。对容量大的电动机，起动时必须采取限流措施，通常采用串变阻器起动和降压起动。

二、电枢电路串变阻器起动

串变阻器起动就是在起动过程中在电枢电路串接可变电阻（称为起动电阻）以限制起动电流。对于并励电动机：

$$I_{a\max} = \frac{U}{R_a + \Sigma R_s} + I_f \quad (25-8)$$

一般直流电动机，最初起动电流 $I_{a\max}$ 限制在两倍或两倍半额定电流范围内。

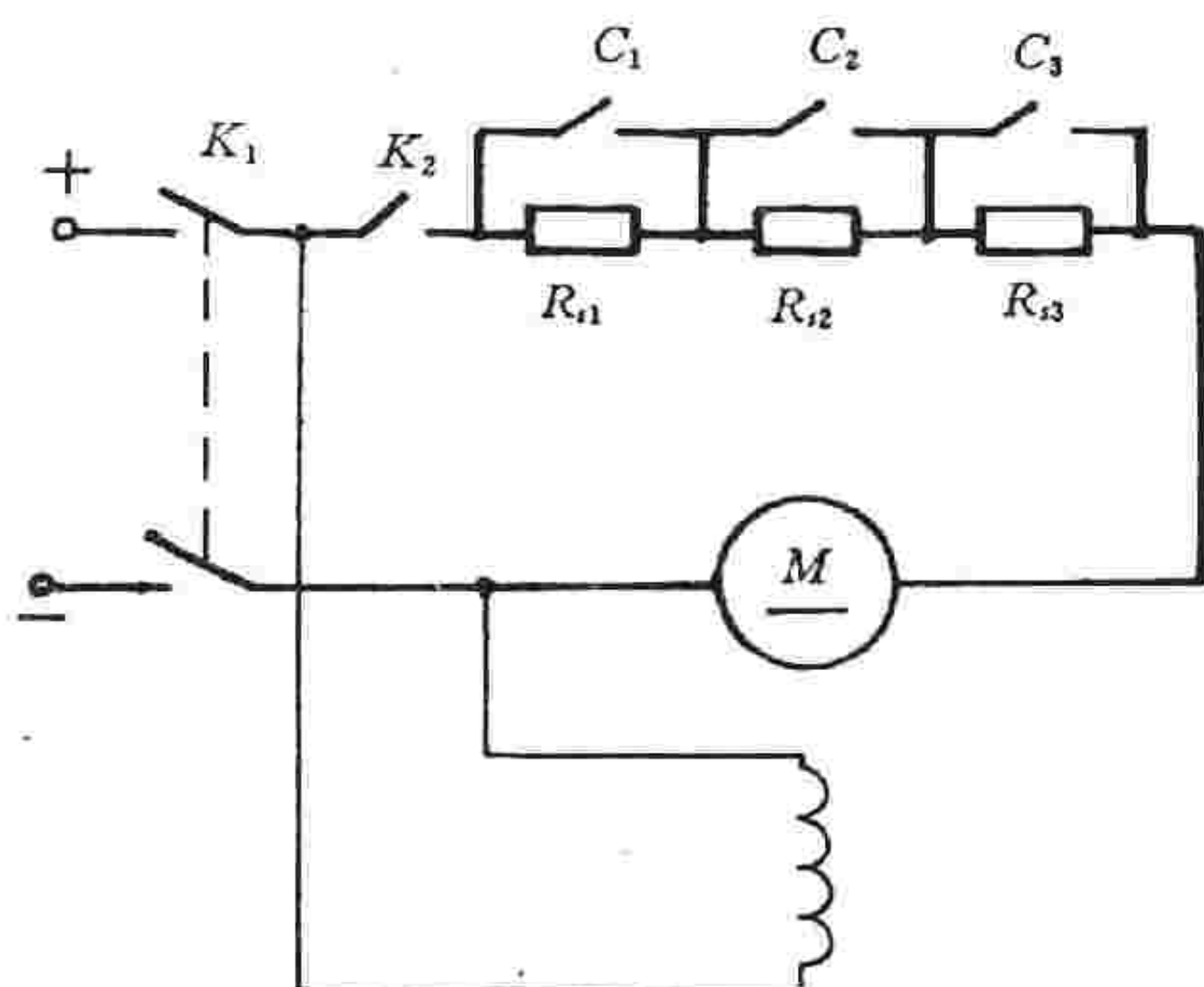


图 25-4 并励电动机串变阻器起动线路图

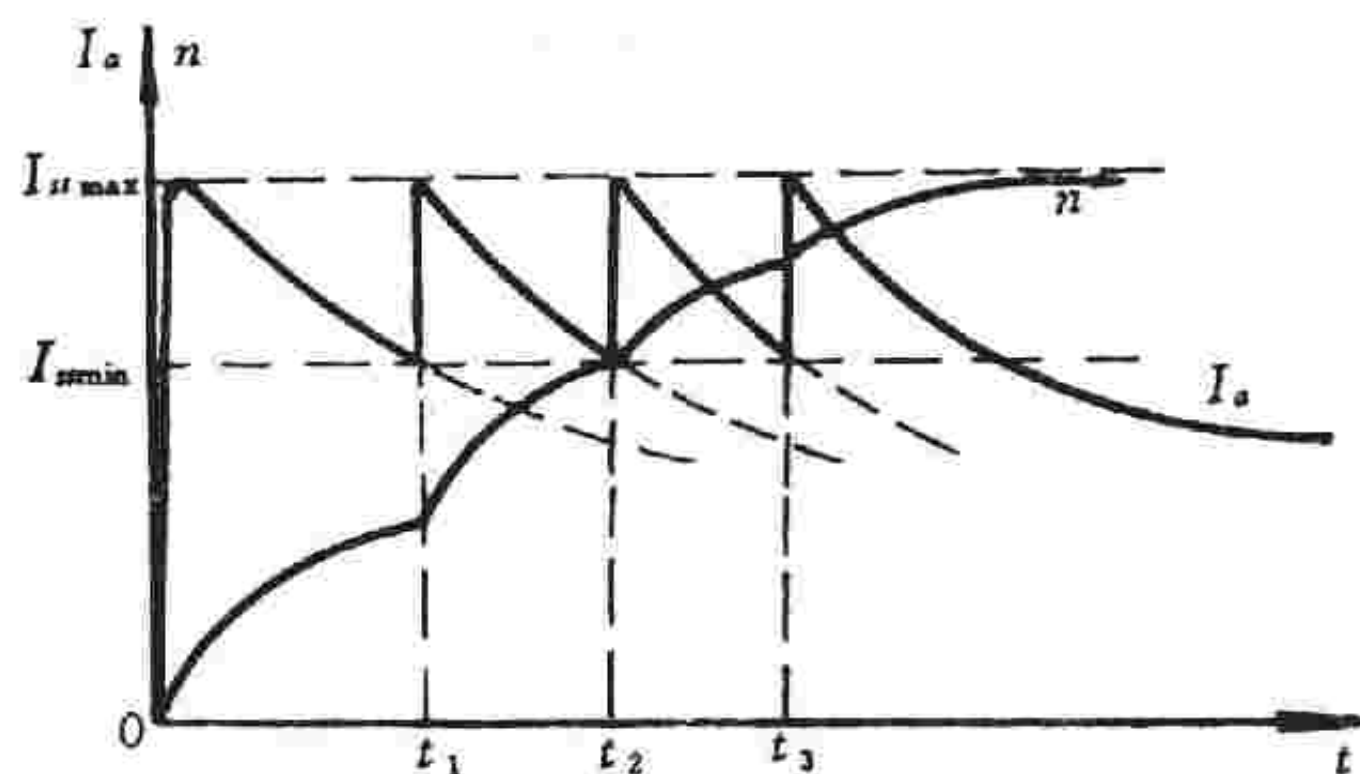


图 25-5 并励电动机串变阻器起动时电流和转速的变化过程

串变阻器起动的线路如图 25-4 所示。起动时,先合上接触器 K_1 ,保证励磁电路先接通,然后合上 K_2 ,此时电机开始起动。当电动机转起来后,随着转速 n 的上升,电枢电流 I_a 要减小,产生的电磁转矩跟着减小,转子加速缓慢下来。这样势必延长了起动时间。如果要求起动过程短,可以按照图 25-4 所示分几级切除电枢回路电阻。例如,当电动机的转速上升到某一转速时,利用接触器动作, C_1 触头闭合,切除电阻 R_{a1} ,于是电枢电流又增大,加速起动。之后,陆续闭合 C_2 、 C_3 触头,使电动机的转速 n 最终达到预定的稳定数值。如果选择的电阻值合适,并用起动电流的大小去控制接触器动作的时间,可以调整到每次电枢电流减小到 $I_{a\min}$ 时,闭合接触器的触头,切除所串电阻,电枢电流又增到 $I_{a\max}$ 值。起动过程如图 25-5 所示。

图中起动电流 $I_{a\max}$ 和 $I_{a\min}$,要根据电动机的换向和温升情况来定,起动电阻 R_a 的容量选择,则可按短时运行发热的条件来考虑。

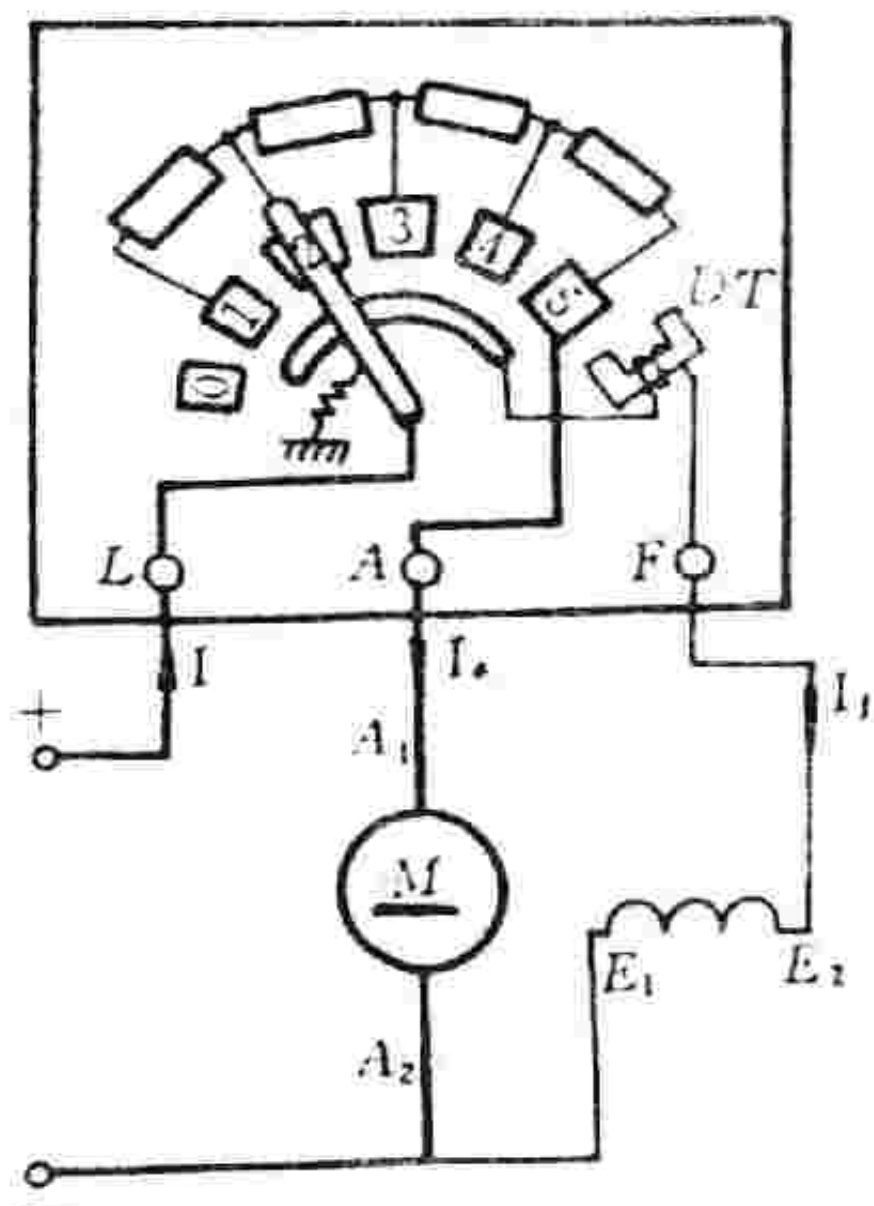


图 25-6 三点起动器及其接线图
此,在许多场合下常采用降压起动。

三、降压起动

降压起动只有在电动机有专用电源时才能采用。起动时,先把专用电源电压降低,以限制起动电流。起动过程中,可逐步提升电源电压,使电动机转速按需要的加速度上升,以控制起动时间。实用上,“发电机——电动机组”即采用降压起动。此时发电机和电动机都采用他励,以使起动时有足够大的励磁电流和起动转矩。近代还使用晶闸管整流电源所组成的“整流器——电动机”组,用来代替“发电机——电动机组”,此种装置也是采用降压起动的。

降压起动的优点是起动电流小,起动时能量消耗小,以及可以平稳升速。但降压起动需要专用电源,设备投资较大,这是它的缺点。

§ 25-4 直流电动机的工作特性

直流电动机的工作特性是指当外加电压为额定值 ($U=U_N$),电枢回路不串外加电阻,并励磁电流为额定值 ($I_f=I_{fN}$) 条件下,电机带有机电负载时,电动机的转速 n 、电磁转矩 T_M 、效

在小容量直流电动机中,有时用人工手动办法来起动。常用的三点起动器起动就是其中一种,其接线如图 25-6 所示。起动时,把手柄从触点 0 拉到触点 1 上时,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,其过程和前述闭合接触器一样。当手柄移至触点 5 时,起动电阻就被全部切除了,此时电磁铁 DT 把手柄吸住。在正常运行中,如果电源停电或励磁回路断开,则电磁铁 DT 失去吸力,手柄上的弹簧把手柄拉回到起动位置 0 点,以起保护作用。

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。但把此法用于起动频繁的大容量电动机时,则起动变阻器将十分笨重,并且在起动过程中消耗大量电能,很不经济。因

率 η 与电枢电流 I_a 的关系。即 $n=f(I_a)$, $T_M=f(I_a)$, $\eta=f(I_a)$ 。也有表示为 n 、 T_M 、 η 与输出功率 P_2 的关系的。由于 I_a 较易于测到, 所以前者比较常用。

由于工作特性因励磁方式不同而有很大差别, 因此下面对并励、串励和复励电动机的工作特性分别进行研究。

一、并励电动机的工作特性

对于并励电动机来说, 工作特性是指: 当 $U=U_N=\text{常值}$ 和 $I_f=\text{常值}$ 时, n 、 T_M 、 η 与 I_a 或 P_2 的关系曲线。用试验方法求取工作特性时, 接线图如图 25-7 所示。开始试验前, 应先调节励磁电流, 使电机输出功率为额定值 P_N 时, 转速为额定转速 n_N , 此时励磁电流称为额定励磁电流 I_{fN} 。试验过程中应始终保持 $I_f=I_{fN}$ 不变, 在此条件下, 改变电动机的负载, 测量出不同负载下的转速 n 、负载转矩 T_2 和电枢电流 I_a , 便可画出如图 25-8 所示的工作特性。下面对各特性曲线进行分析。

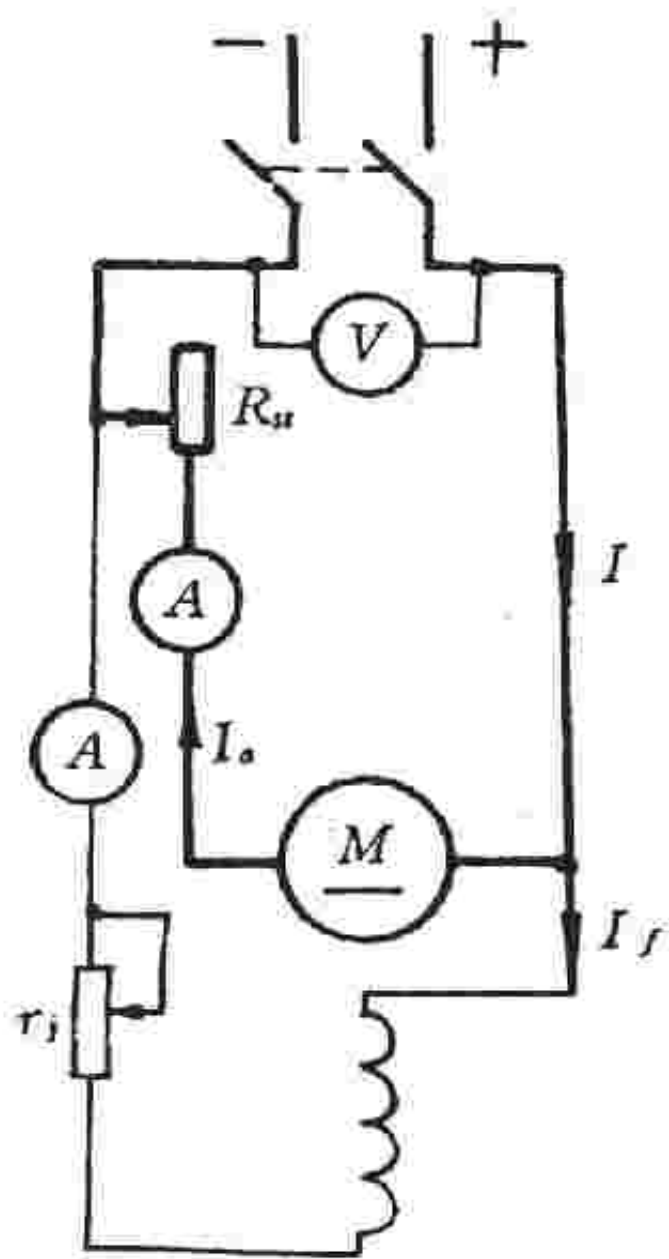


图 25-7 并励电动机接线图

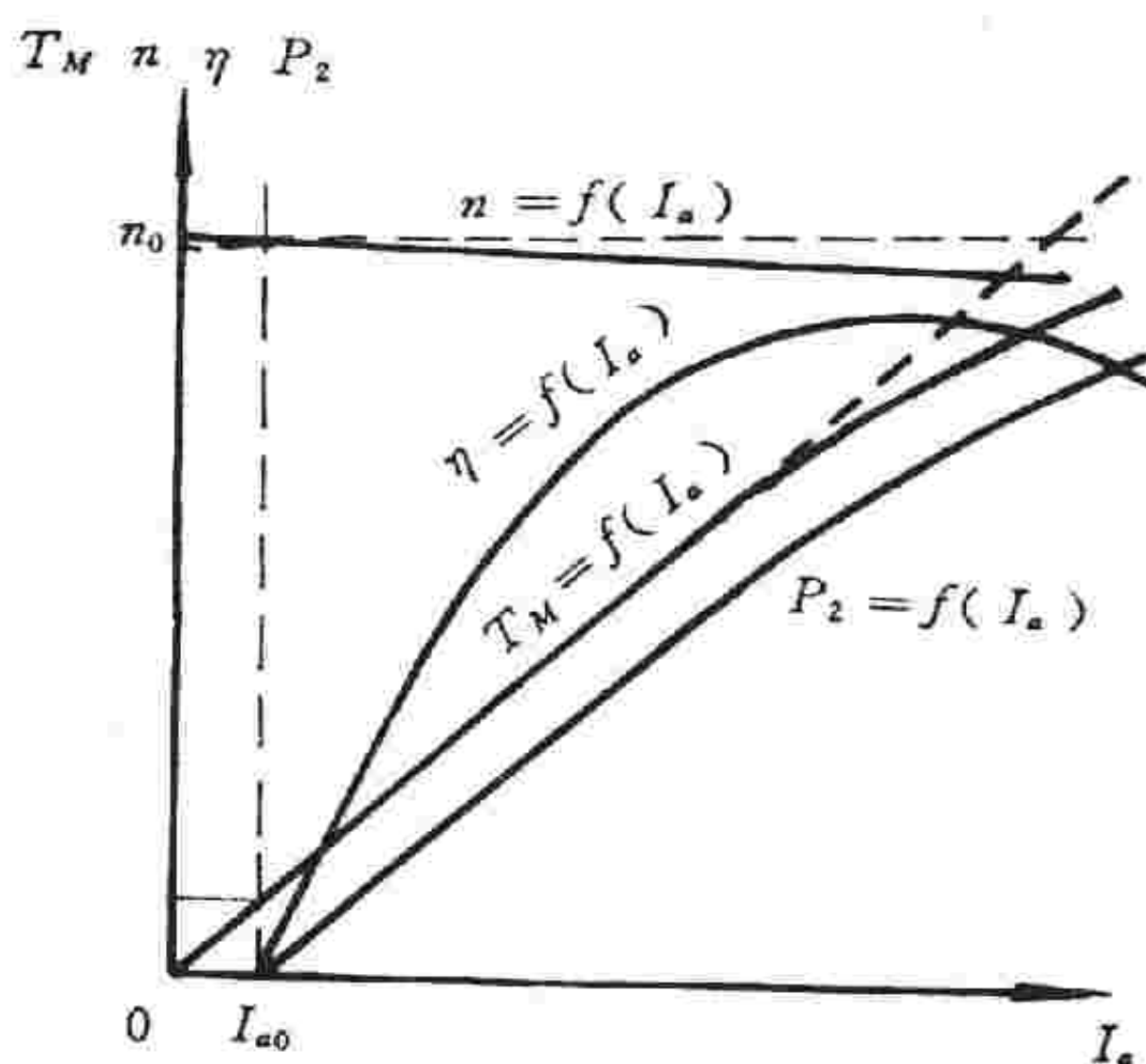


图 25-8 并励电动机工作特性

1. 转速特性

转速特性是指 $U=U_N=\text{常值}$, $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ 时, $n=f(I_a)$ 的关系曲线, 如图 25-8 中所示, 转速特性是一条略微下垂的曲线。把公式 $E_a=C_e n \Phi$ 代入 $U=E_a+I_a R_a$, 可得转速公式:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi} \quad (25-9)$$

上式对各种励磁方式的电动机都适用。从上式可见, 在 $U=U_N=\text{常值}$ 和 $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ 的条件下, 影响转速的因素有两个, 即电枢回路的电阻压降 $I_a R_a$ 和电枢反应去磁作用的影响。当负载增加而使电枢电流 I_a 增加时, 电阻压降 $I_a R_a$ 使转速趋于下降, 但电枢反应的去磁作用使转速趋于上升, 因此它们对转速的影响部分地互相抵消, 使电动机转速变化很小。如果前一因素大于后一因素, 则转速特性略为下垂, 反之则可能向上翘。实用上, 为保证稳定运行, 在设计

时应把上述两个因素同时考虑,使电机的转速特性略微向下倾斜。

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,称为电机的转速调整率,并用 Δn 表示,即

$$\Delta n = \frac{n_0 - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (25-10)$$

由于负载变化时,并励电动机的转速变化不大,其转速调整率 $\Delta n = (3 \sim 8)\%$,因此,并励电动机基本上是一种恒速电动机。

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, $T_M = f(I_a)$ 的关系曲线,由转矩公式

$$T_M = C_M \Phi I_a$$

可知,当气隙磁通 Φ 不变时,电磁转矩 T_M 与电枢电流 I_a 成正比,转矩特性应是直线关系,如图 25-8 中所示。实际上,随着电枢电流 I_a 的增加,电枢反应的附加去磁作用使气隙磁通 Φ 略有减少,因此,转矩特性略向右偏。

图 25-8 中, $T_2 = f(I_a)$ 的关系,是假定空载转矩 T_0 不变,根据 $T_2 = T_M - T_0$ 画出的。

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, $\eta = f(I_a)$ 的关系曲线。并励电动机的效率为

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \left(1 - \frac{\Sigma p}{P_1}\right) \times 100\% \\ &= \left[1 - \frac{I_a^2 R_a + U_f I_f + p_m + p_{fe} + p_{ad}}{U(I_a + I_f)}\right] \times 100\% \end{aligned} \quad (25-11)$$

在不同的 I_a 值下按上式计算出效率,可得效率特性如图 25-8 中所示。当可变损耗等于不变损耗时,效率达到最大值。在额定负载时,小容量电动机的效率 $\eta_N = (75 \sim 85)\%$,中、大容量电动机的效率 $\eta_N = (85 \sim 94)\%$ 。

二、串励电动机的工作特性

串励电动机的工作特性是指 $U = U_N = \text{常值}$ 时, n 、 T_M 、 η 与 I_a 或 P_2 的关系曲线。因为串励电动机的励磁绕组与电枢串联,故 $I_f = I_a$,它与负载大小有关。

串励电动机的接线如图 25-9 所示。用试验方法可求得其工作特性如图 25-10 所示。在这些曲线中,效率曲线的形状与并励电动机相仿,但转速特性与转矩特性则与并励电动机的差别较大。

1. 转速特性

串励电动机的转速特性的特点是:当电枢电流增加时,转速下降得很快。原因在于:当负载增加使电枢电流增大时,一方面由于励磁电流 $I_f = I_a$,所以磁通 Φ 亦增加,另一方面还使电枢回路的总电阻压降 $I_a R_a$ 增大,从转速公式

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}$$

可知,这两种作用都使转速降低,因此转速随电枢电流的增加而迅速下降。如果负载很轻, I_a 和 Φ 都很小时,则转速将非常高,以至达到危险的高速,这种现象俗称为“飞速”。

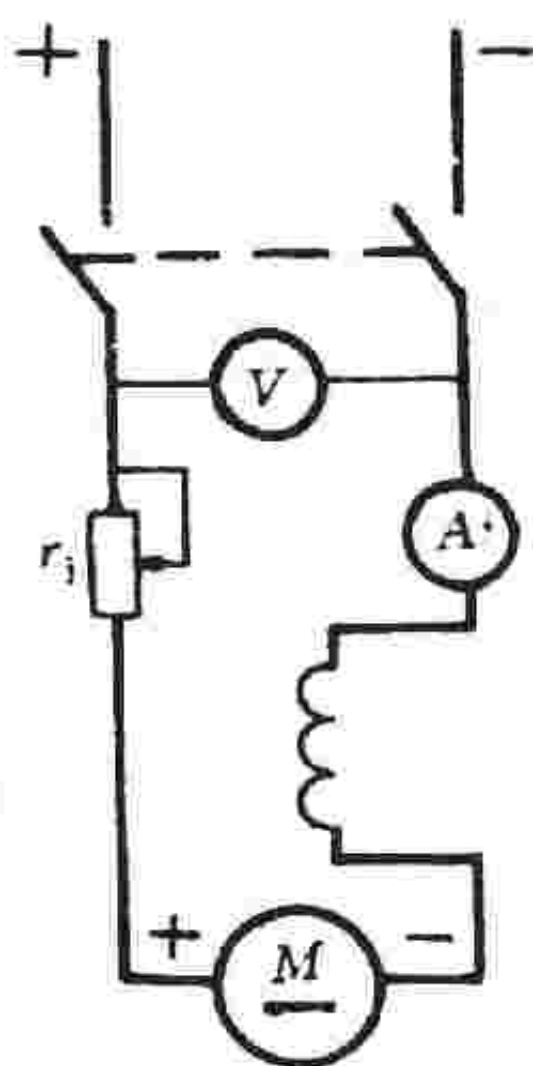


图 25-9 串励电动机的接线图

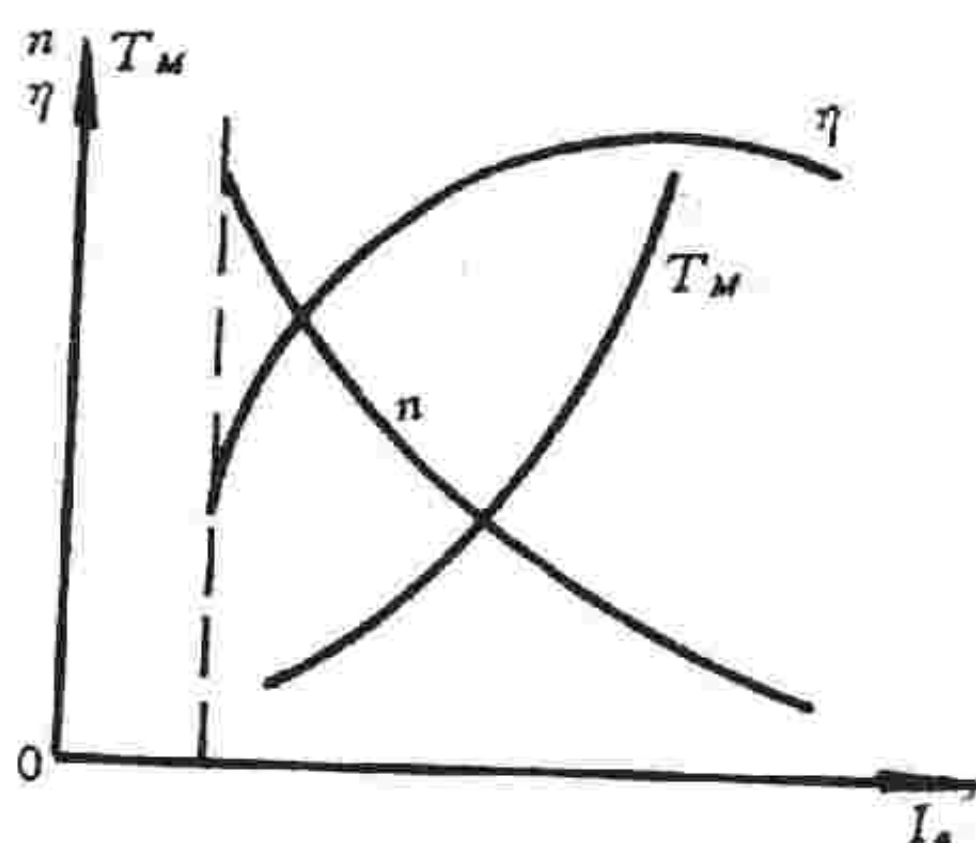


图 25-10 串励电动机的工作特性

串励电动机发生“飞速”现象可以这样解释：在满载或较重负载下，电枢电流 I_a 比较大，即 $I_f = I_a$ 比较大，随之气隙磁通 Φ 亦相当大。因此电枢只需不太高的转速便能产生足够大的反电动势来与电网电压 U 相平衡 ($U = E_a + I_a R_a$ 中， $I_a R_a$ 的数值很小， $U \approx E_a$)。如果串励电动机空载或轻载运行时， $I_f = I_a$ 很小或趋于零，使 Φ 变得很小，因此电枢必须以非常高的转速旋转，才能产生足够大的反电动势 E_a 来与电网电压 U 平衡。由此可见，串励电动机绝对不允许在空载或很轻的负载下运行，否则将发生飞速现象而使转子遭到破坏。为了防止意外，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，而应采用齿轮或直轴联轴器来拖动。

由于串励电动机不允许空载运行，故其转速调整率改用下式来定义：

$$\Delta n = \frac{n_{1/4} - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (25-12)$$

式中 $n_{1/4}$ ——电机在 $\frac{1}{4}$ 额定负载下的转速。

2. 转矩特性

由于串励电动机的励磁电流 $I_f = I_a$ ，当磁路不饱和时， $\Phi \propto I_a$ ，因此， $T_M \propto I_a^2$ ；仅在磁路高度饱和时， Φ 接近于不变，此时 $T_M \propto I_a$ ，由此可见，电磁转矩将高于电枢电流一次方比例而变化（图 25-10），这是串励电动机的特点，它对电动机的起动和过载能力具有重要意义。

串励电动机的前述特点对于某些生产机械特别有利。当负载增大时，电动机的转速会自动下降，从而使输出功率 $P_2 = T_2 \Omega$ 变化不大，电动机不至因负载转矩增大而过载过多。因此，串励电动机常用在电力机车上。串励电动机不足之处是空载时会产生“飞速”的危险。要保持串励电动机的优点，而又能保证不发生“飞速”现象，可采用复励电动机。

三、复励电动机的工作特性

复励电动机的接线图如图 25-11 所示。为避免运行时产生不稳定现象，复励电动机通常接成积复励。

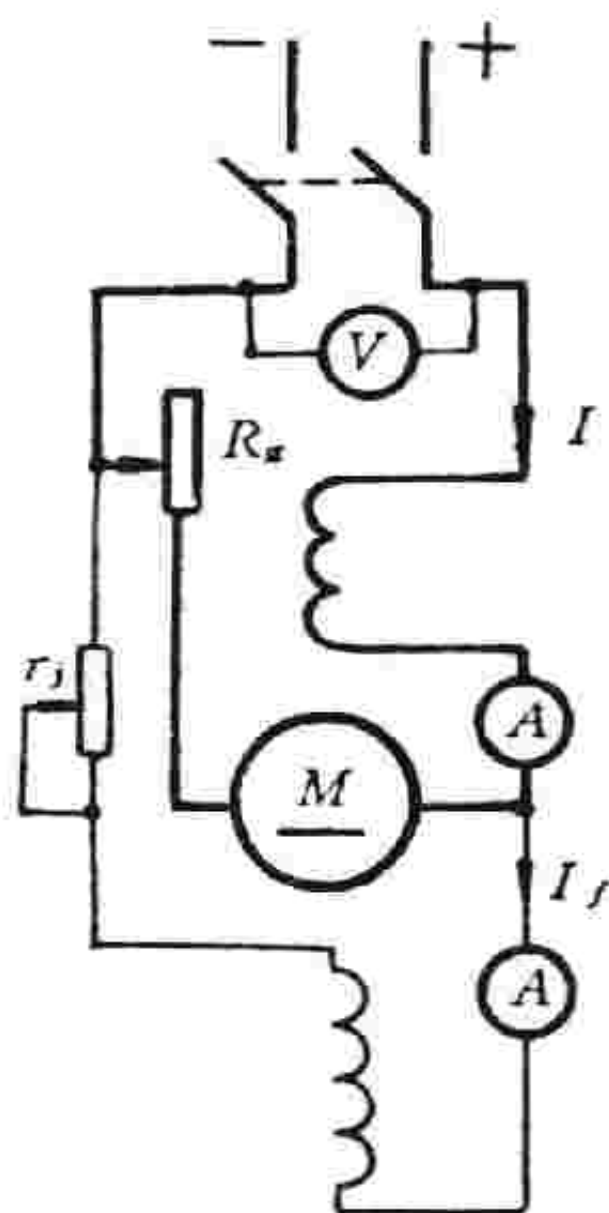


图 25-11 复励电动机接线图

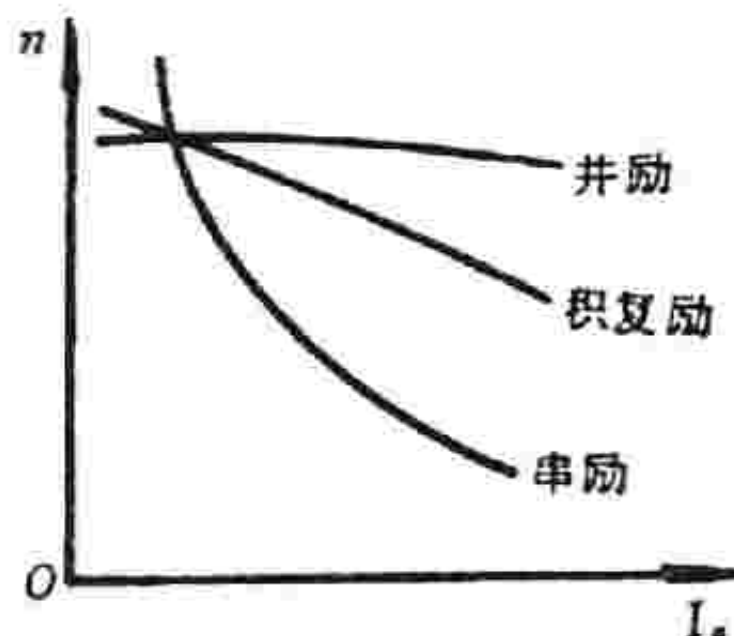


图 25-12 复励电动机的转速特性

由于复励电动机中既有并励绕组,又有串励绕组,因此它的工作特性介于并励和串励电动机二者之间。当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,但即使在电枢反应的去磁作用很强时,也仍能获得下降的转速特性,从而保证电动机的稳定运行,所以复励电动机的串励绕组又称为“稳定绕组”。当复励电动机中的串励绕组起主要作用时,其工作特性接近于串励电动机,但空载时不会有“飞速”的危险。图 25-12 中表示了并励、串励和积复励直流电动机的转速特性。

§ 25-5 直流电动机的机械特性和电动机稳定运行的条件

电动机的机械特性和负载的机械特性是决定电动机能否稳定运行的依据,电动机运行在哪一转速和转矩也由它们联合决定。因此机械特性在电力拖动中具有重要意义。下面先分析直流电动机的机械特性,然后研究稳定运行的条件。

一、直流电动机的机械特性

直流电动机的机械特性是指 $U = U_N = \text{常值}$,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 $n = f(T_M)$,机械特性可用试验法或计算法求得。

图 25-13 中分别画出了电枢回路中不串入电阻和串入调节电阻 R_f 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。

将 $I_a = \frac{T_M}{C_M \Phi}$ 代入转速公式(25-9),并用 $R_a + R_f$ 代替 R_a ,可得机械特性的方程式为

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a + R_f}{C_e C_M \Phi^2} T_M = n_0 - K T_M \quad (25-13)$$

式中 $n_0 = \frac{U}{C_e \Phi}$ ——理想空载转速；

$K = \frac{R_a + R_f}{C_e C_m \Phi^2}$ ——机械特性的斜率。

从上式可见，当 U 和 I_f 为常值时，如果忽略电枢反应的影响，则 Φ 不变， $n = f(T_M)$ 为一直线。当 $R_f = 0$ 时，由于通常 $R_a \ll C_e C_m \Phi^2$ ，故并励电动机的自然机械特性很接近于水平线，即当 T_M 增加时， n 下降不多，这种特性称为硬特性。

图 25-14 中画出了串励电动机的自然和人工机械特性。从图可见，对串励电动机，电磁转矩增大时，转速将迅速下降，因为 T_M 的增大由 I_a 增大引起， I_a 增大时 $I_a R_a$ 和 Φ 均增大，故转速下降很快。这种电磁转矩增大时转速迅速下降的特性称为软特性。

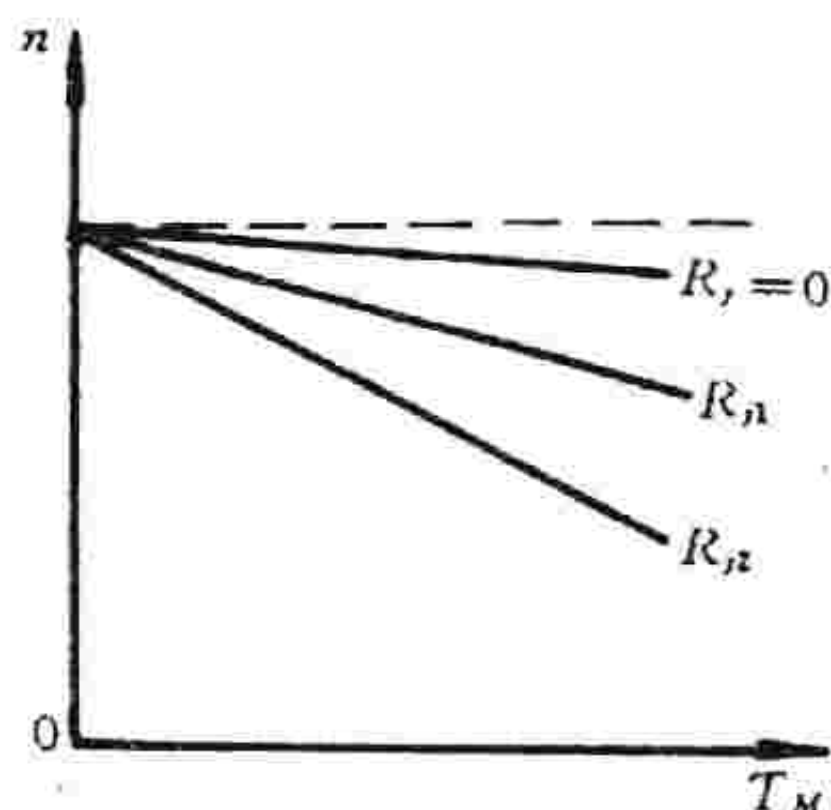


图 25-13 并励电动机的机械特性
 $R_{a1} < R_{a2}$

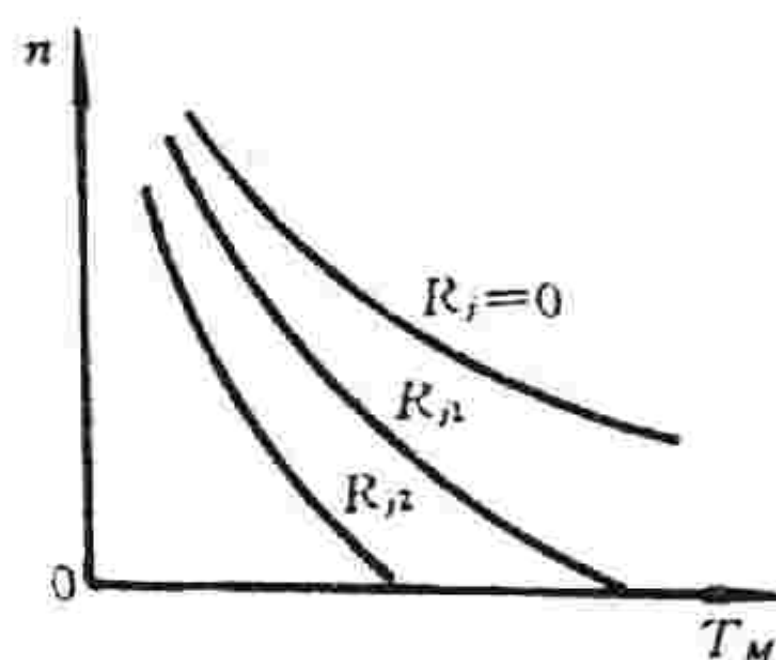


图 25-14 串励电动机的机械特性
 $R_{a1} < R_{a2}$

从图 25-13 和图 25-14 可见，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，因为人工机械特性的电枢回路中串入了电阻，由于电阻上的压降，实际使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。

二、电动机稳定运行的条件

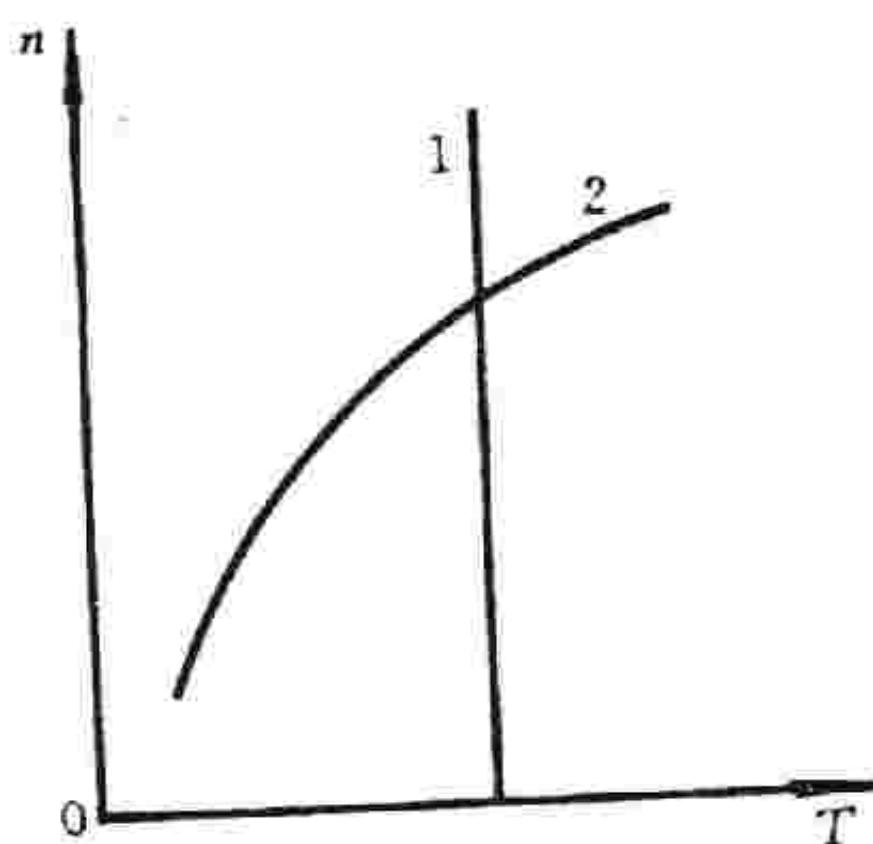


图 25-15 负载的机械特性
1—恒转矩负载
2—鼓风机负载

电动机和被它拖动的负载一起，构成电动机组。这时电动机的机械特性 $n = f(T_M)$ 和负载的机械特性 $n = f(T_L)$ 之间必须配合得当，才能使机组稳定运行。 $T_L = T_2 + T_0$ 是机组的总制动转矩。

负载的机械特性 $n = f(T_L)$ 由负载性质所决定，其中一类是负载转矩与转速基本无关（即恒制动转矩）的机械特性，例如起重机、卷扬机、电梯等；另一类是负载转矩与转速的平方成正比的机械特性，例如风扇、离心式水泵、油泵等，如图 25-15 所示。

所谓电动机或机组的稳定问题，就是指由

于某种原因(例如电网电压波动,负载转矩波动)产生的扰动,引起电动机的转速发生变化,当扰动消失后电动机能否恢复到原先的运行状态。若能复原,电动机的运行就是稳定的;若不能复原而引起飞速或停转,则为不稳定。

设某一电动机组,其电动机的机械特性为下降特性,负载特性近于恒转矩,如图25-16(a)所示,则两条曲线的交点 A 便是机组的运行点,因为 A 点处的电磁转矩与负载的总制动转矩相平衡, $T_M = T_L$ 。问题是机组能否在 A 点稳定运行。

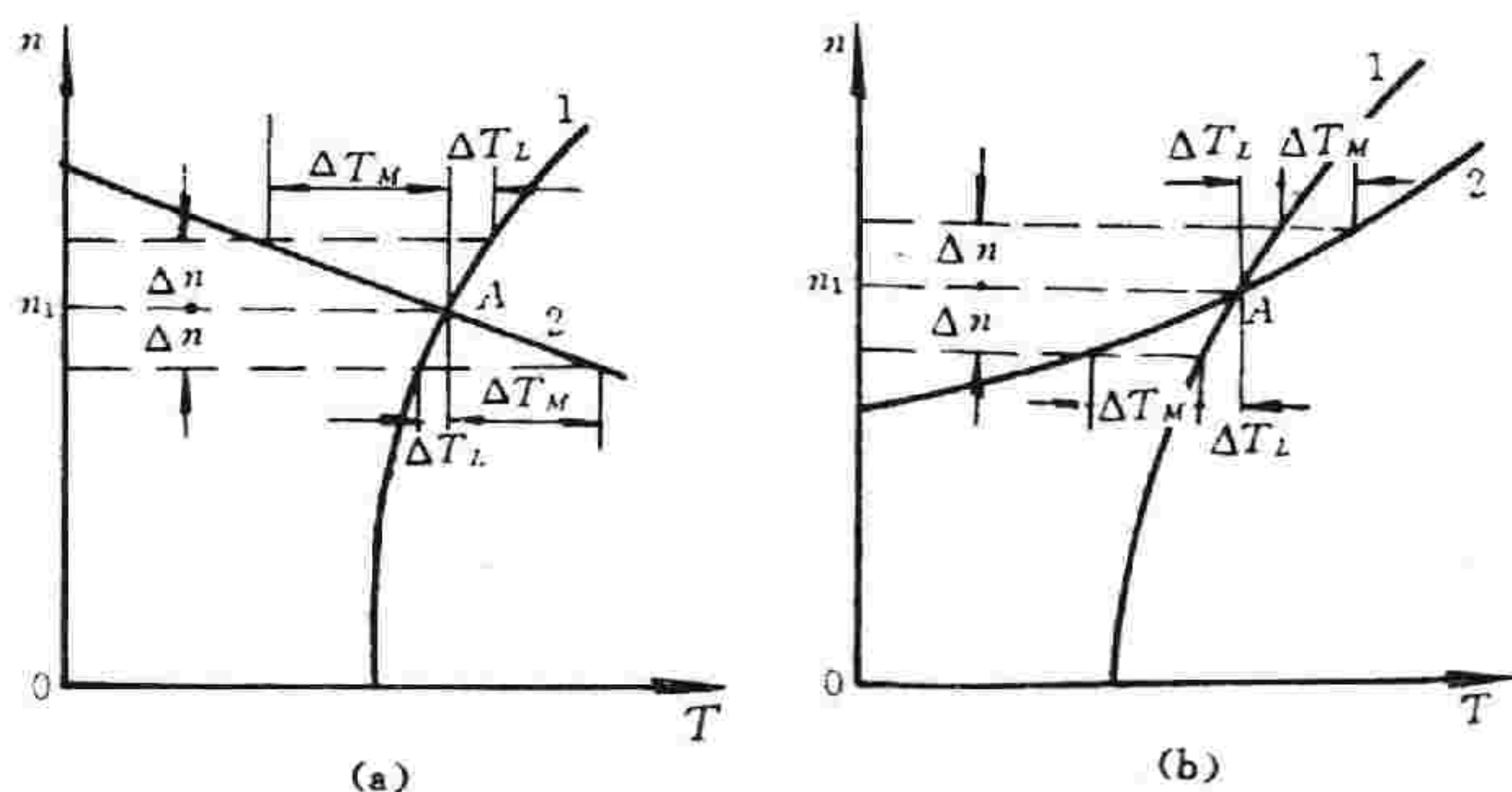


图25-16 电动机组稳定运行的条件

1—负载的机械特性 2—电动机的机械特性

设想由于某种原因使机组的转速发生变化,例如从与 A 点对应的转速 n_1 增加到 $n_1 + \Delta n$,这时电动机的电磁转矩 T_M 将减小,负载的总制动转矩 T_L 却有所增加,于是 $T_M < T_L$,从而使转速趋于下降;当扰动一旦消失,机组的转速将回复到原先的转速 n_1 。如果由于某种原因使机组的转速下降,则电动机的电磁转矩将上升,而负载的制动转矩将下降,使 $T_M > T_L$,于是扰动消失后,机组亦将回复到原先的转速。因此机组在 A 点的运行是稳定的。

反之,若电动机的机械特性是上升的,如图25-16(b)所示,则当某种扰动使电动机组的转速上升时,电动机电磁转矩的增量超过了制动转矩的增量,于是 $T_M > T_L$,使转速进一步上升,最后可能引起飞速。若某种扰动使机组转速下降,则电动机组便会停转。因此,在这种情况下,电动机组不可能在 A 点稳定运行。

判断运行稳定的条件是在电动机和负载的机械特性交点上,若

$$\frac{dT_M}{dn} < \frac{dT_L}{dn} \quad (25-14a)$$

则机组是稳定的。反之,若

$$\frac{dT_M}{dn} > \frac{dT_L}{dn} \quad (25-14b)$$

则机组为不稳定。

通常负载转矩不随转速而变(恒转矩负载),或者随转速上升而增大,因此只要电动机的机

械特性是下降的,整个机组就能稳定运行。若电动机的机械特性是上升的,则在某些负载下就可能不稳定。因此,为扩大电动机的使用范围,电动机应设计成具有下降的机械特性。复励电动机中的串励绕组(亦称为稳定绕组)就具有这种作用。

§ 25-6 直流电动机的调速

直流电动机在调速方面具有良好的性能,它能在宽广的范围内平滑而经济地调速,因此,直流电动机在工业上得到较广泛的应用。从公式(25-9)可知

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}$$

从上式可见,为了调节直流电动机的转速,可用下述三种方法:

- (1)改变励磁电流(主磁通)调速;
- (2)改变串入电枢回路中的电阻调速;
- (3)改变电枢端电压调速。

一、改变励磁电流调速

从转速公式可见,当 $U = \text{常值}$ 时,减少励磁电流使主磁通减少,电动机的转速将上升。

下面以并励电动机为例,说明采用此法调速的物理过程。

设电动机原先运行在 $n = n_1$ 、 $\Phi = \Phi_1$ 、 $I_a = I_{a1}$,并设调速过程中负载转矩 $T_L = T_2 + T_0$ 不变,现减少励磁电流,使磁通由 Φ_1 减小到 Φ_2 ,在最初瞬间,由于机械惯性的缘故,转速还来不及变化,因此反电动势 $E_a = C_e n \Phi$ 将随着 Φ 的减少而正比减少,于是电枢电流将急剧上升。通常, I_a 增加的数量远大于 Φ 减少的数量,因此电磁转矩 ($T_M = C_M \Phi I_a$) 将增大很多,结果电磁转矩大于负载转矩,使电动机转速逐步上升。这是第一阶段。

随着转速的上升,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重新恢复平衡 ($T_M = T_2 + T_0$),电动机的转速达到新的稳定转速 n_2 为止。这是第二阶段。

在新的稳定状态下,由于磁通从 Φ_1 减小到 Φ_2 ,而负载转矩和与之平衡的电磁转矩 T_M 保持不变,所以电枢电流将从 I_{a1} 增大到 I_{a2} ,即

$$\begin{aligned} T_M &= C_M \Phi_1 I_{a1} = C_M \Phi_2 I_{a2} \\ \frac{I_{a2}}{I_{a1}} &= \frac{\Phi_1}{\Phi_2} \end{aligned} \quad (25-15)$$

从式(25-9)可见,当磁路不饱和,且忽略电枢反应的影响和 $I_a R_a$ 的变化时,可近似地认为转速比为

$$\frac{n_2}{n_1} \approx \frac{\Phi_1}{\Phi_2} \approx \frac{I_{f1}}{I_{f2}} \quad (25-16)$$

其调速过程中电枢电流和转速的变化情况,如图 25-17 所示。

从以上分析可知,减少励磁时可使电动机的转速升高。在负载转矩不变的情况下,电枢电流将增加,输入和输出功率同时增加,电动机的效率几乎不变。所以用此法调速时,效率高,设备简单,调节方便。此法的缺点是,随着转速和电枢电流的增加,使电机发热,换向条件恶化。其次是励磁回路调节电阻为零的转速为最低转速,在此基础上只能“调高”,不能“调低”。并且调

高也受到电机转子机械强度的限制。这种方法主要适用于恒功率调速。

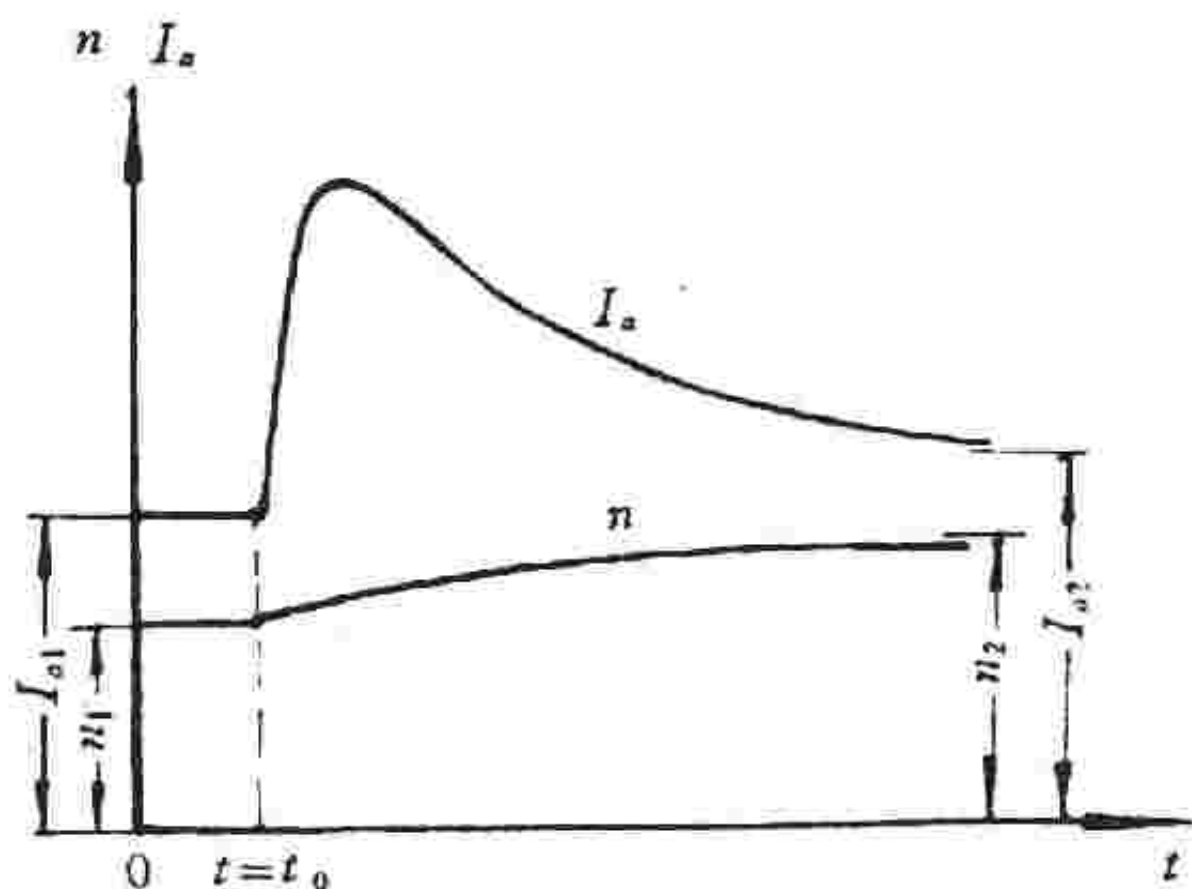


图 25-17 并励电动机减少励磁电流时的调速过程

以上分析仅就并励电动机而言。对于复励电动机来说,也是一样,可在其并励回路接入调节电阻 r_f 来调速。对于串励电动机则不能在其串励回路串接电阻来改变励磁电流,正确的办法是采用与串励绕组并联的电阻来分流,从而改变励磁电流,达到调速的目的。

二、改变串入电枢回路中的电阻调速

从转速公式可见,当 $U = \text{常值}$ 、 $I_f = \text{常值}$ 时,若在电枢回路串入调节电阻 R_j ,则可得转速为

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_j)}{C_e \Phi} \quad (25-17)$$

增加调节电阻 R_j ,电机转速将下降。

其调速时的物理过程如下:设 U 、 I_f 和 T_L 都保持不变,调速前, $n = n_1$, $I_a = I_{a1}$ 。当调速开始,突然串入电阻 R_j 时,由于机械惯性的缘故,转速还来不及变化,因此反电动势 E_a 暂时未变,而电枢电流 $I_a = \frac{U - E_a}{R_a + R_j}$ 将因串入 R_j 而急剧下降,同时电磁转矩 $T_M = C_M \Phi I_a$ 亦随之急剧下降,于是电磁转矩远小于负载转矩 T_L ,电机开始减速,这是第一阶段。

随着转速的下降,反电动势开始下降,于是电枢电流和电磁转矩逐渐回升,直到电磁转矩和负载转矩重新平衡,电动机的转速达到新的稳定转速 n_2 为止,这是第二阶段。

在新的稳定状态下,由于负载转矩和与之平衡的电磁转矩 T_M 保持不变,即

$$\begin{aligned} T_M &= C_M \Phi I_{a1} = C_M \Phi I_{a2} \\ I_{a1} &= I_{a2} \end{aligned}$$

所以调速后的电枢电流等于调速前的电枢电流不变。其调速过程中电枢电流和转速的变化情况,如图 25-18 所示。

这种调速方法,以 $R_j = 0$ 时的转速为最高转速,只能“调低”,不能“调高”,串入电枢回路的电阻越大则转速越低。由于调速前后电枢电流 I_a 不变,电动机的输入功率 $P_1 = U(I_a + I_f)$ 亦不变,但输出功率 $P_2 = T_2 \frac{2\pi n}{60}$ 却正比于转速 n 而下降。因此用此法调速时,电动机的效率随转速成正比地下降。这从物理概念极易理解,在输入功率和电枢电流不变的情况下,串入电枢回路中的电阻越大,则消耗在该电阻上的功率越多,因此效率越低。由此可见,用此法调速的主要缺点是很不经济。其次是负载很轻而 I_a 很

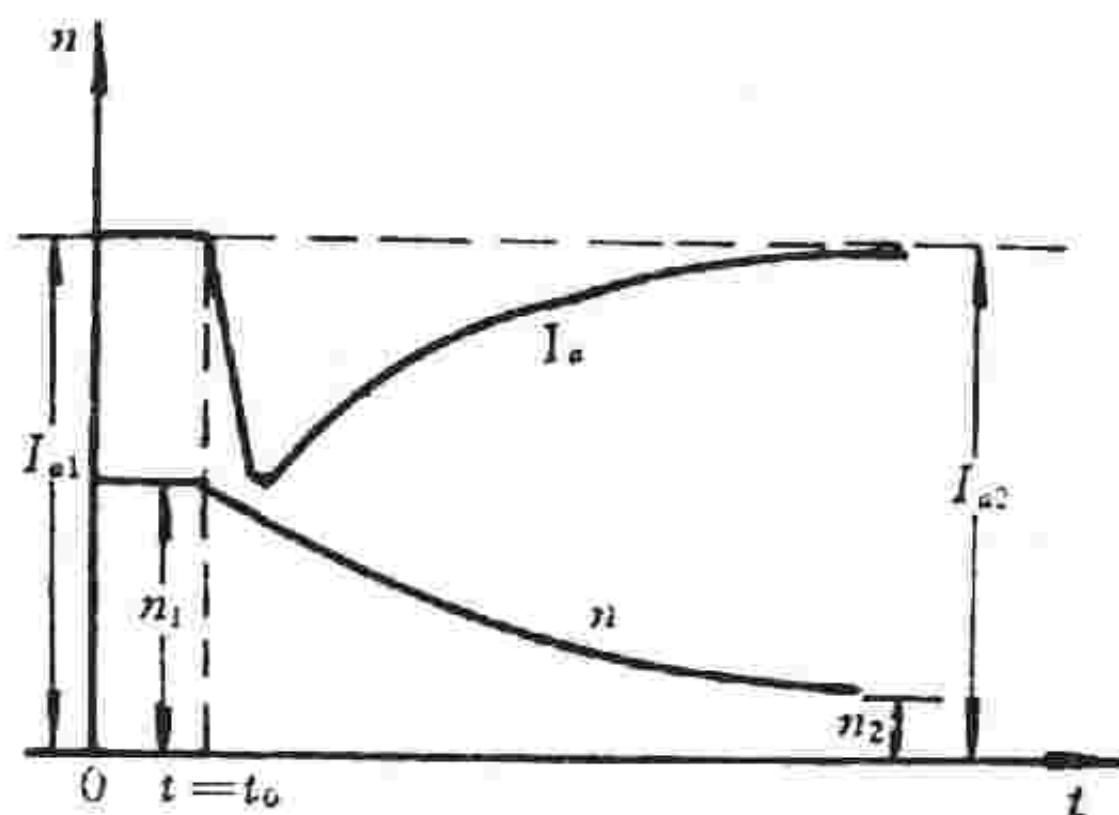


图 25-18 并励电动机改变电枢回路电阻的调速过程

小时,调速范围不大,这可从电枢回路串电阻的人工机械特性看到。此外,串入 R_j 后,电动机的机械特性变软,使电动机的转速调整率显著变大,这种方法主要适用于恒转矩调速。

三、改变电枢端电压调速

从转速公式可见,提高或降低电枢的端电压 U 而不改变其励磁,则在一定的负载转矩下,电动机的转速亦将相应地增加或降低,从而达到调速的目的。

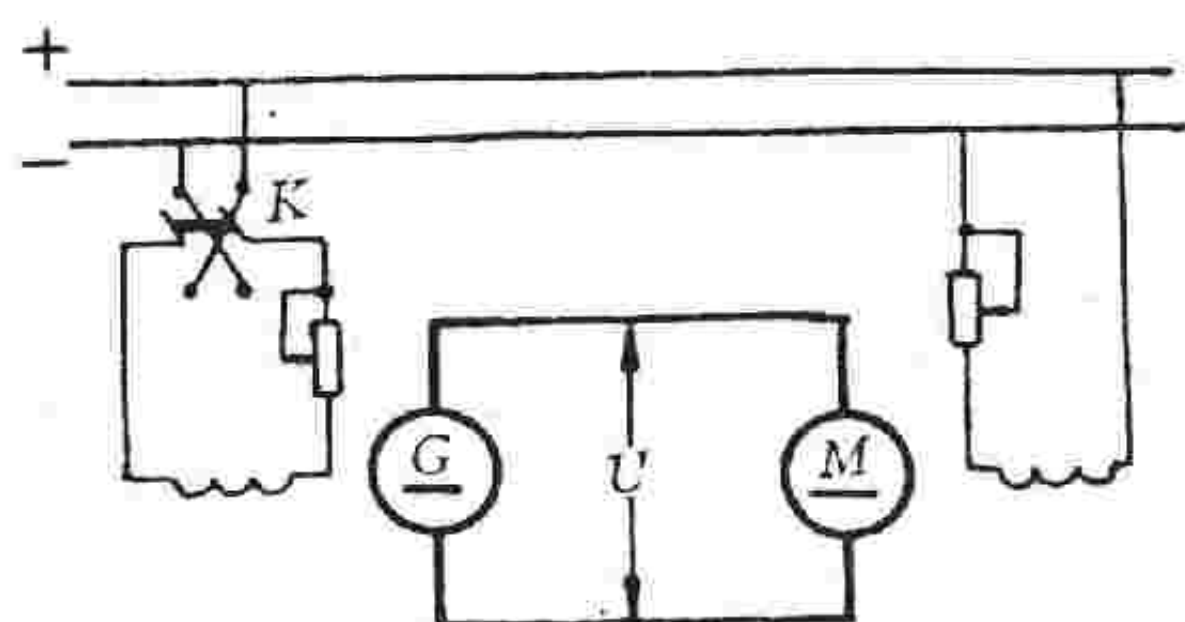


图 25-19 发电机—电动机组接线原理图

通常采用“发动机——电动机组”来实现上述目的,其接线原理图如图 25-19 所示。图中 D 为电动机, F 为专用直流发电机,它们都用他励,使励磁电流不受电枢端电压的影响。当调节发电机的励磁电流时,便能改变加于电动机电枢两端的电压 U ,因而能在极宽广的范围内平滑地调速,速比可达 25:1。若利用倒向开关 K 使发电机端电压的极性改变,尚可使电动机反转。此外,这种线路还能用作降压起动。

从上述可见,这种调速方法具有一系列优点,因而广泛地用于轧钢机、造纸机、船用螺旋桨的推动等电力拖动设备中。其缺点是需要一套专用的直流发电机,因此投资较高。近年来由于晶闸管技术的发展,将交流电经晶闸管整流变成大小可调的直流电压,使这种调速方法得到更加广泛的应用。

§ 25-7 直流电动机的制动

在生产过程中,常常需要尽快地使电动机停转或从高速运行降到低速运行;有时也需要将机组的转速限制在一定的数值以内,以免发生危险。为此目的,可以采用机械制动或电磁制动法。电磁制动就是使电机产生的电磁转矩与旋转方向相反,使机组转速迅速下降。电磁制动的特点是,产生的转矩大,易于控制、操作方便。直流电动机的电磁制动法有能耗制动、反接制动及回馈制动三种。三种方法的共同点是:在保持原来磁场大小、方向不变的情况下,改变电枢电流方向,以获得和转子转向相反的电磁制动转矩,从而使机组迅速停车或者由高速运行很快进入低速运行。

一、能耗制动

能耗制动时,保持励磁电流不变,将电枢两端从电网改接到一个适当的电阻 R_L 上,如图 25-20 所示。此时转子因惯性而继续旋转,该电机便成为一台向电阻 R_L 供电的他励直流发电机,从而使电磁转矩与电机转向相反,起到制动作用,使电机较快地停转。

能耗制动时电枢电流为

$$I_a = -\frac{E_a}{R_a + R_L} = -\frac{C_e n \Phi}{R_a + R_L} \quad (25-18)$$

其电磁制动转矩为

$$T_M = C_M \Phi I_a = -\frac{C_e C_M \Phi^2}{R_a + R_L} n = -\frac{1}{K} n \quad (25-19)$$

或

$$n = -KT_M$$

可见能耗制动的机械特性为通过零点的直线,其斜率为

$$K = \frac{R_a + R_L}{C_e C_M \Phi^2} \quad (25-20)$$

R_L 愈大则斜率愈大。图 25-21 第 I 象限的直线 bc 表示并励电动机能耗制动的机械特性。

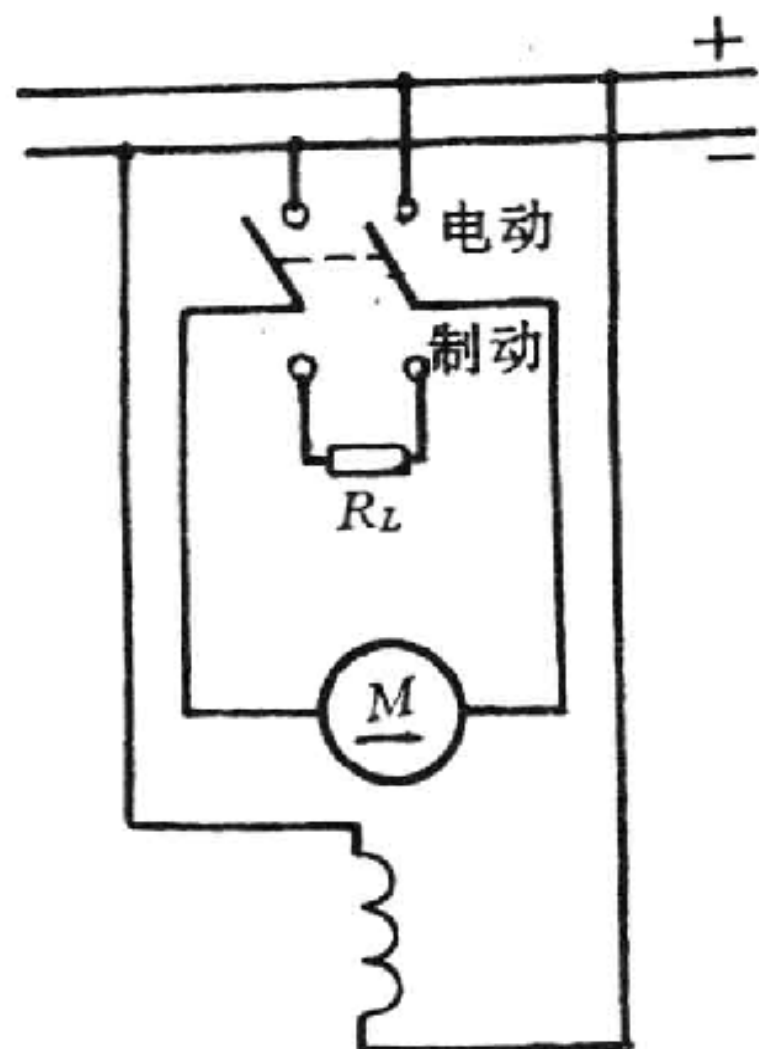


图 25-20 并励电动机能耗制动接线图

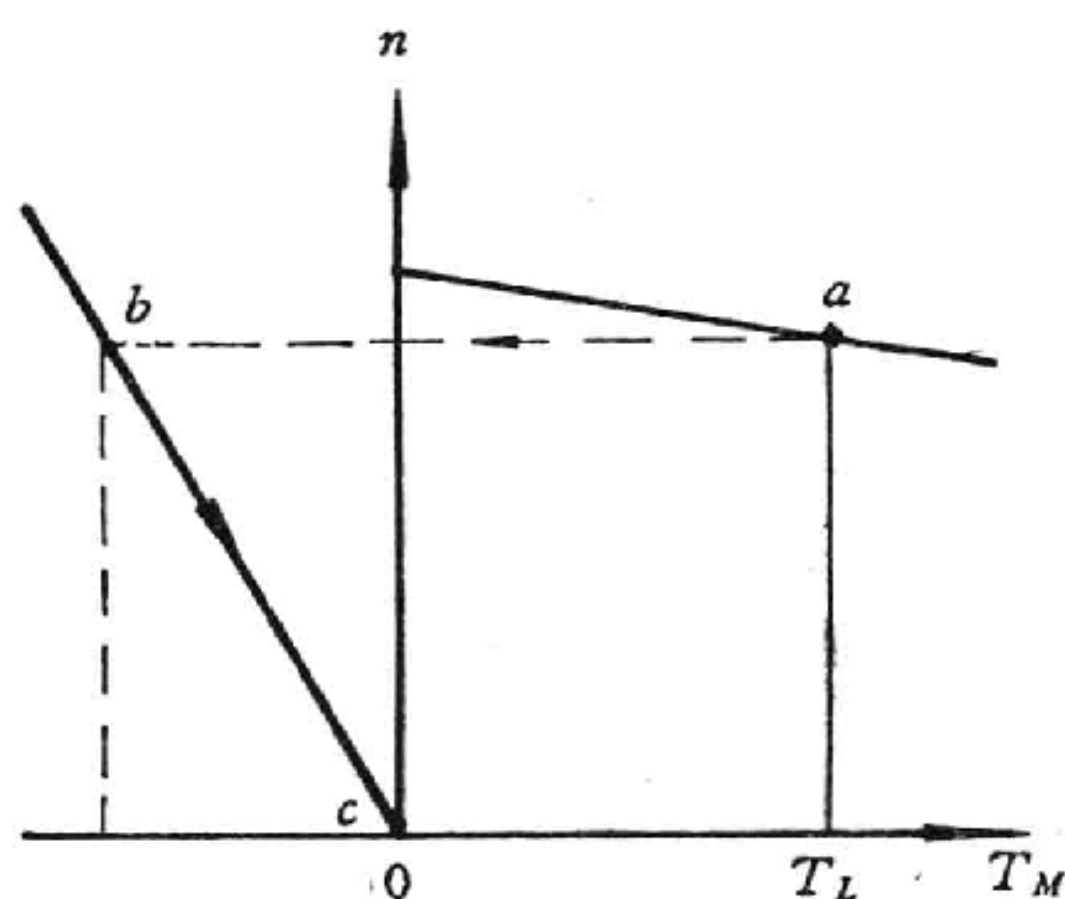


图 25-21 能耗制动时的机械特性

二、反接制动

直流电动机的反接制动和异步电动机的一样,可分为正转反接和正接反转两种。

1. 正转反接

利用倒向开关将运行中的直流电动机电枢两端反接到电源上,如图 25-22 所示。反接时,电枢电流极大($I_a = -\frac{U + E_a}{R_a}$),随之产生很大的制动转矩,使电机迅速停转。

为了限制电枢电流,反接制动时,电枢回路内应串入一个限流电阻。此外,当转速达到 $n=0$ 的瞬间,应迅速将开关断开,否则电机将反向旋转。这种反接制动的机械特性方程式为

$$\begin{aligned} n &= \frac{-U - I_a(R_a + R_L)}{C_e \Phi} \\ &= -\frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a + R_L}{C_e C_M \Phi^2} T_M = -n_0 - K T_M \end{aligned} \quad (25-21)$$

它为处于 I、II 象限的直线,如图 25-23 所示。直线在纵轴上的截距为 $-n_0 = \frac{-U}{C_e \Phi}$,斜率为 $K = \frac{(R_a + R_L)}{C_e C_M \Phi^2}$ 。

2. 正接反转

如果他励直流电动机用在起重机上,当电枢回路串入电阻 R_j 时,电机点。如果继续增大 R_j ,可使机械特性与负载特性的交点位于第 IV 象限中的 c 点,这时转速已为负值,物体将缓缓下降,电机运行于制动状态。这时的电枢电流

$$I_a = \frac{U - (-E_a)}{R_a + R_j} = \frac{U + E_a}{R_a + R_j} \quad (25-22)$$

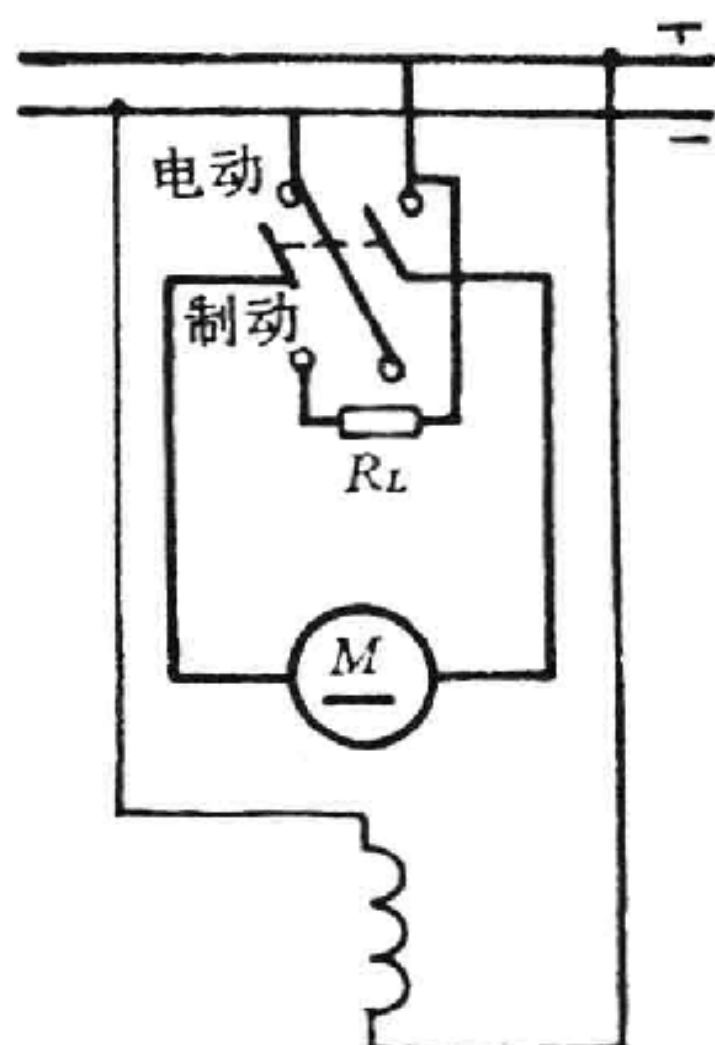


图25-22 并励电动机反接制动接线图

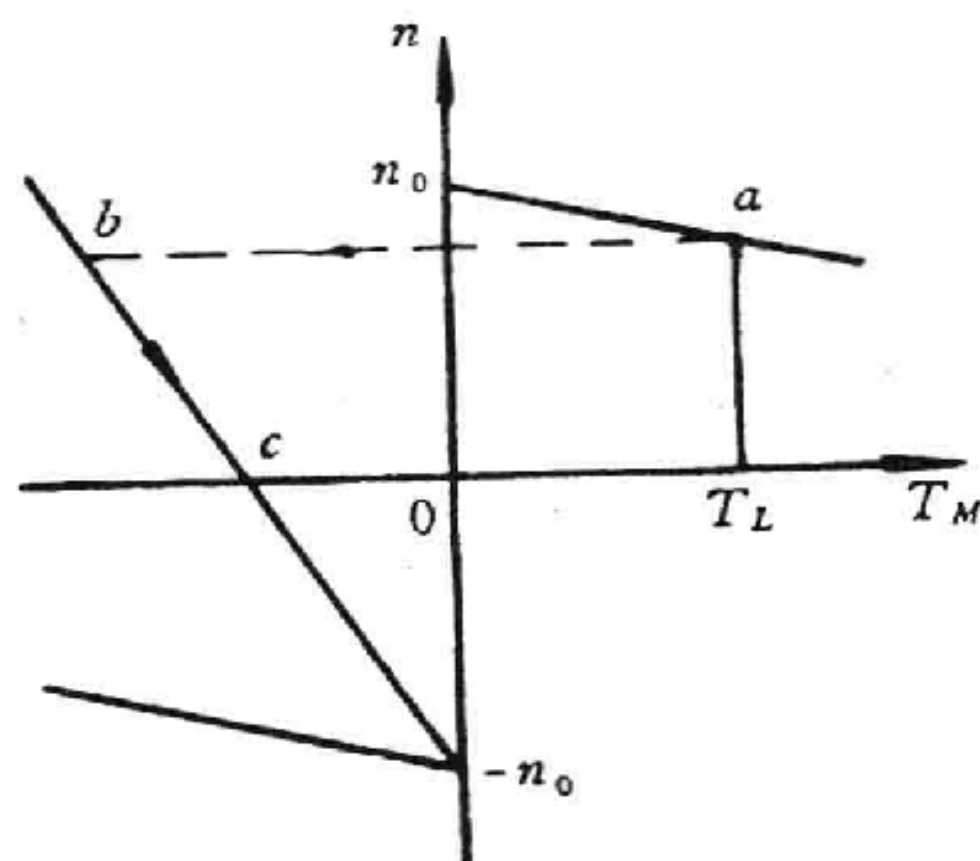


图25-23 反接制动时的机械特性
(正转反接)

由式(25-22)可见,在额定转速时, $U + E_a$ 可达近于 $2U$ 的数值,此时 R_j 必须较大,以限制电枢电流。

由式(25-22)可推出这种反接制动的机械特性方程为

$$\begin{aligned} -n &= n_0 - \frac{R_a + R_j}{C_e C_M \Phi^2} T_M \\ &= n_0 - K T_M \end{aligned} \quad (25-23)$$

三、回馈制动

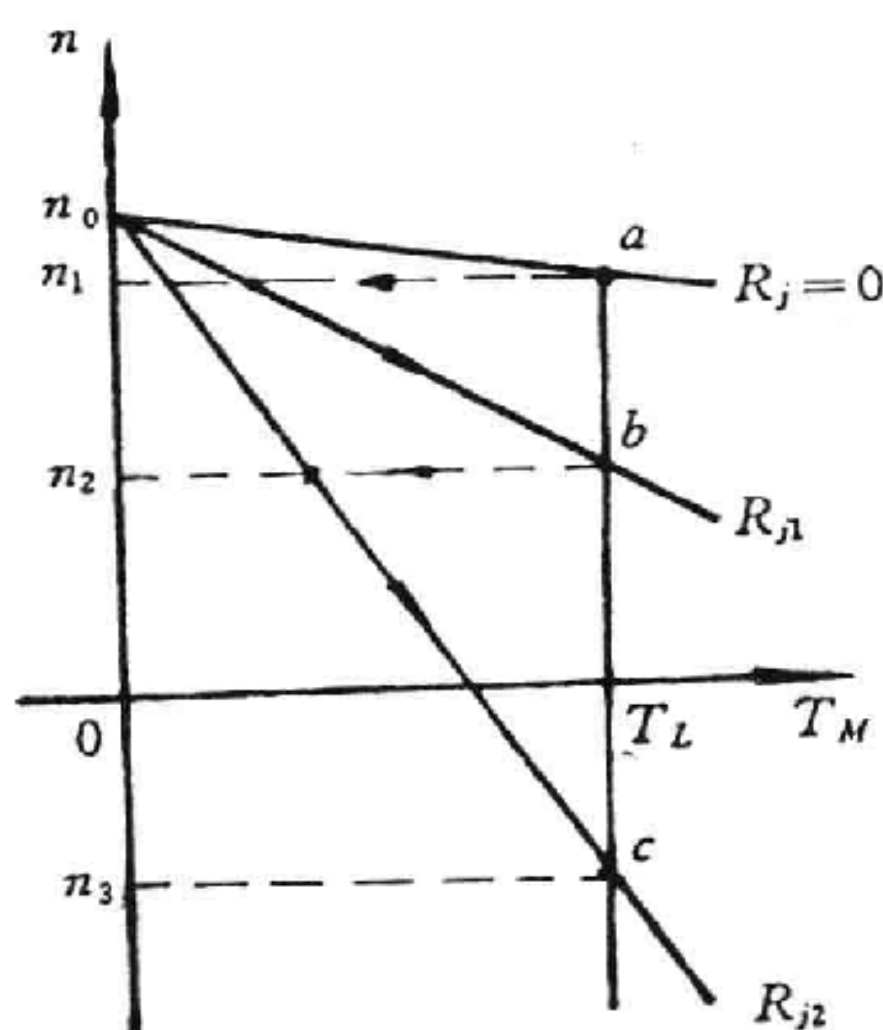


图25-24 反接制动时的机械特性
(正接反转)

对串励电动机所拖动的电车或电力机车,在机车往下坡滑行时,如果不加以制动,则机车可能达到很高的速度。此时可将串励电动机改为并励或他励,并保证适当的励磁电流,同时电枢仍然接在电网上。当电动机的转速升高到某一数值时,电动机的电枢电动势 E_a 大于电网电压 U ,此时电动机便转变为发电机而向电网送出电能;相应地,电磁转矩 T_M 将由驱动转矩变为制动转矩,以限制机车的速度不致继续上升。这种把能量回馈给电网,同时产生制动性质的电磁转矩,使电机的转速不致过高的制动方法,称为回馈制动。

回馈制动实际上是将接在电网上的电机从电动机工作状态变成发电机工作状态,其机械特性方程式为

$$n = n_0 - K T_M \quad (25-24)$$

在调压的调速系统中,当电源电压从 U_N 降为 U_1 时,运行点从 A 到 C ,此时处于回馈制动状态,制动转矩使电机由高速降为低速,在 P 点稳定运行,如图25-25所示。

例25-1 一台并励直流电动机, $P_N = 7.5$ kW, $U_N = 110$ V, $I_N = 82.2$ A, $n_N = 1500$ r/min。电枢回路总电阻 $R_a = 0.1014 \Omega$, 励磁绕组电阻 $r_f = 46.7 \Omega$, 忽略电枢反应作用。

(1) 求电动机电枢电流 $I_a = 60$ A 时的转速;

(2) 假若负载转矩不随转速而改变,当电机的主磁通减少15%时,求达到稳定状态时的电枢电流及转速。

解:从已知条件求得励磁电流为

$$I_f = \frac{U_N}{r_f} = \frac{110}{46.7} = 2.36 \text{ A}$$

电枢电流

$$I_a = I_N - I_f = 82.2 - 2.36 = 79.84 \text{ A}$$

从电势方程式可求得额定负载时的反电动势为

$$E_a = U - I_a R_a = 110 - 79.84 \times 0.1014 = 102 \text{ V}$$

(1) 当 $I_a = 60$ A 时,其反电动势为

$$E'_a = U - I_a R_a = 110 - 60 \times 0.1014 = 104 \text{ V}$$

由于转速和电动势成正比

所以

$$n' = \frac{E'_a}{E_a} \cdot n = \frac{104}{102} \times 1500 = 1529.4 \text{ r/min}$$

(2) 磁通 Φ 减少15%,即 $\Phi'' = (1 - 15\%) \Phi = 0.85 \Phi_N$ 。由于负载转矩不变,根据 $T_M = C_M \Phi I_a$,得稳定时电枢电流为

$$I'_a = \frac{\Phi}{\Phi''} I_a = \frac{1}{0.85} \times 79.84 = 93.9 \text{ A}$$

稳定时反电动势为

$$E'_a = U - I'_a R_a = 110 - 93.9 \times 0.1014 = 100.5 \text{ V}$$

稳定时电动机转速为

$$n'' = n \frac{E'_a}{E_a} \cdot \frac{\Phi}{\Phi''} = 1500 \times \frac{100.5}{102} \times \frac{1}{0.85} = 1739 \text{ r/min}$$

例25-2 一台220V的并励直流电动机,电枢回路总电阻 $R_a = 0.316 \Omega$,空载时电枢电流 $I_{a0} = 2.8$ A,空载转速为1600 r/min。

(1) 今欲在电枢电流为52A时,将转速下降到800 r/min,问在电枢回路中须串入的电阻值为多大(忽略电枢反应)?

(2) 这时电源输入电枢回路的功率只有百分之几输入到电枢中?这说明什么问题?

解:(1) 根据电势方程式可得

$$C_e \Phi = \frac{U_N - I_{a0} R_a}{n_0}$$

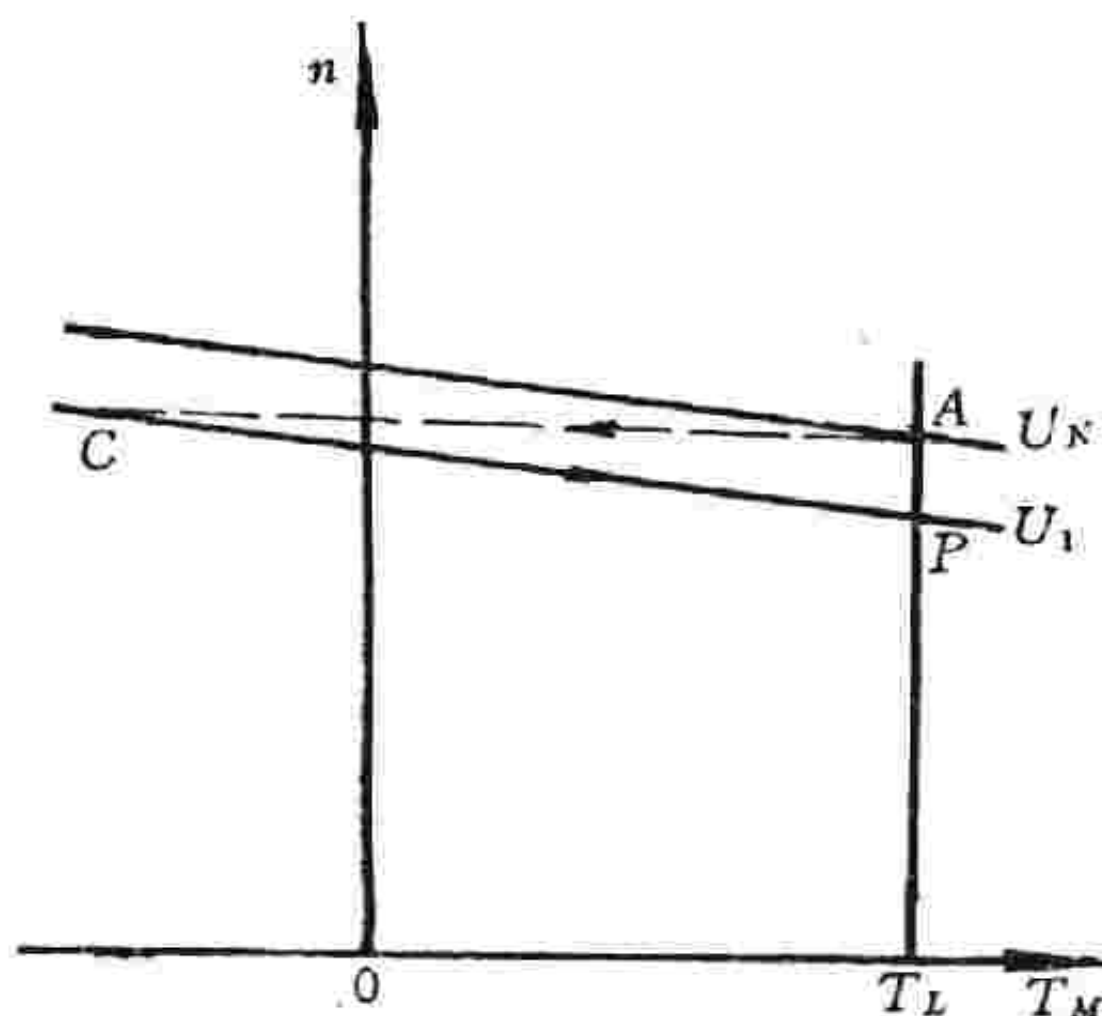


图25-25 回馈制动时的机械特性

$$= \frac{220 - 2.8 \times 0.316}{1600} = 0.137$$

$I_a = 52\text{A}$ 时, $n = 800\text{r/min}$, 此时电枢回路总电阻为

$$R_a + R_j = \frac{U - E_a}{I_a} = \frac{220 - 0.137 \times 800}{50} = 2.12 \quad \Omega$$

所以电枢回路须串入电阻为

$$R_j = 2.12 - 0.316 = 1.8 \quad \Omega$$

(2) 电源输入电枢回路的功率为

$$P_1 = U_N I_a = 220 \times 52 = 11440 \quad \text{W}$$

输入电枢中的功率为

$$P'_1 = P_1 - I_a^2 R_j = 11440 - 52^2 \times 1.8 = 6572.8 \quad \text{W}$$

占电源输入功率的百分数为

$$\frac{P'_1}{P_1} = \frac{6572.8}{11440} = 57.45\%$$

这说明有相当一部分功率消耗在调节电阻 R_j 上。

例25-3 一台他励直流电动机, $P_N = 10\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $I_N = 53\text{A}$, $n_N = 1100\text{r/min}$, $R_a = 0.328\Omega$, 用晶闸管整流器供电, 电源内阻 R_0 为 0.1Ω 。

求:

(1) 在额定负载下, 达到 1000r/min 的转速时, 电源电压应调至多大?

(2) 如果电源电压可以连续调节, 起动时最大电流限制在 $2I_N$, 问起动开始允许加上的端电压为多少?

解: (1)

$$C_e \Phi = \frac{U_N - I_a R_a}{n_N} = \frac{220 - 53 \times 0.328}{1100} = 0.184$$

$$\begin{aligned} U &= E_a + I_a R = C_e \Phi n + I_N (R_a + R_0) \\ &= 0.184 \times 1000 + 53 \times (0.328 + 0.1) \\ &= 206.7 \quad \text{V} \end{aligned}$$

电源电压应调至 206.7V 。

(2) 起动时, $n = 0$, $E_a = 0$, $I_a = 2I_N$, 端电压为

$$U = I_a R = 2I_N (R_a + R_0) = 2 \times 53 (0.328 + 0.1) = 45.4 \quad \text{V}$$

所以允许加上的端电压等于 45.4V 。

小 结

电机的可逆原理说明, 发电作用和电动作用不是孤立的存在, 它们同时存在于电机中, 在一定条件下它们可以互相转化。作为直流发电机运行时, $E_a > U$, I_a 与 E_a 同向, T_M 与 n 反向, 故 T_M 为制动转矩, 将机械能转换为电能; 作为直流电动机运行时, $E_a < U$, I_a 与 E_a 反向, T_M 与 n 同向, 故 T_M 为驱动转矩, 将电能转换为机械能。

起动性能的主要要求是: 最初起动电流不大于电网和电机所允许的数值; 最初起动转矩不低于传动机组所需要的数值, 以使机组尽快起动。常用的起动方法是电枢回路串变阻器起动和

降压启动。

工作特性表征电动机的 n 、 T_M 、 η 与电枢电流 I_a 或输出功率 P_2 之间的关系。并励电动机在负载变化时,其转速基本不变,而串励电动机的转速则随负载的增加而急剧下降,空载或轻载时有“飞速”的危险。复励电动机的特性介于二者之间。

机械特性表征电动机最重要的两个物理量转速和转矩之间的关系。从机械特性可以了解电动机能否稳定运行。

直流电动机能在宽广的范围内平滑而经济地调速,这是直流电动机的突出优点。调速的方法有改变励磁电流调速,改变串接于电枢回路的电阻调速和改变外施电压调速三种。

制动包括使电机停转及限制其转速不断上升两种方式。反接制动时,制动转矩大,但消耗电能多;能耗制动时,经济性好些但制动转矩小;回馈制动是最经济的,但只能用于限制电动机升速的场合。

第二十六章 旋转电机的发热和冷却

本章重点内容:1. 了解电机中常用的绝缘等级。

2. 了解电机的发热冷却过程。

3. 了解电机的定额。

4. 了解电机的通风冷却方式。

§ 26-1 概 述

旋转电机包括交流电机和直流电机,它们在实现机电能量转换过程中,总是伴随着能量损耗,这些损耗一方面使电机输出功率减少,降低电机效率;另一方面损耗转变为热量,使电机各部分温度升高。部件的温度与周围介质温度之差,称为部件的温升。电机的损耗主要包括电阻损耗,铁心损耗,机械摩擦损耗以及附加损耗,而电阻损耗和铁心损耗是电机损耗的主要部分,它们产生于电机的绕组和铁心,因此,温升也主要出现在这些部位。温升过高时,将使电机的绝缘迅速老化,使其机械强度和绝缘性能降低,寿命大大缩短,严重的甚至把电机烧毁。所以发热问题直接关系到电机的使用寿命和运行的可靠性。对已制成的电机,电机的额定容量实际上主要取决于电机的温升。对于大型电机,发热和冷却问题是决定电机极限容量的主要因素之一。

本章将介绍电机中常用的绝缘材料等级和电机各部分的温升限度,然后研究电机的发热冷却过程,找出影响温升的因素,进而介绍降低温升的冷却方式。

§ 26-2 电机中常用绝缘材料的等级 和电机各部分的温升限度

一、电机中常用绝缘材料的等级

按照耐热能力的高低,电机中使用的绝缘材料可分成 A、E、B、F、H 和 C 等六个等级。

1. A 级绝缘

包括经过浸渍或者使用时浸于油中的棉纱、丝和纸等有机材料或其组合物,一般漆包线上的磁漆也属于这一级。A 级绝缘的最高容许工作温度为 105°C 。

2. E 级绝缘

包括用各种聚脂树脂、环氧树脂及三醋酸纤维等制成的绝缘薄膜,高强度漆包线上的聚脂漆也属于这一级。E 级绝缘的最高容许工作温度为 120°C 。

3. B 级绝缘

包括云母、玻璃纤维及石棉等无机物,用提高耐热性的有机漆作为粘合剂而制成的材料或其组合物。为了加强机械强度,B 级绝缘中可以加入少量 A 级材料(以不影响最高容许温度为

限)。B 级绝缘最高容许工作温度为 130℃。

4. F 级绝缘

包括云母、玻璃纤维及石棉等物质,用硅有机化合物改性的合成树脂漆作为粘合剂做成的材料或其组合物。F 级绝缘中,可加入小量 A 级材料。F 级绝缘的最高容许工作温度为 155℃。

5. H 级绝缘

包括硅有机物以及云母、玻璃纤维、石棉等无机物用硅有机漆(胶)作粘合剂做成的材料。H 级绝缘的最高容许工作温度为 180℃。

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、玻璃纤维织物或其他制成物,以及聚酰亚胺基漆包线的磁漆、聚酰亚胺薄膜等。C 级绝缘最高容许工作温度尚未确定,但应在 180℃以上。

组成 B、F、H 这三级绝缘材料的基本材料都是云母、石棉或玻璃纤维,但是由于浸渍用的漆的耐热性能不一,所以它们的最高容许工作温度就不同。

上述的耐热能力不是绝对的,只是说明可以长期在该温度下使用。当电机的绝缘长期处于最高容许工作温度以下时,一般来说有 15~20 年的寿命;当工作温度超过最高容许工作温度时,使用寿命将迅速缩短。实验表明,对 A 级绝缘,若长期处在 90~95℃时,其使用寿命可达 20 年,但是当工作温度在 95℃以上时,每当温度增加 8℃,绝缘材料的使用寿命就将减少一半(即所谓 8 度法则)。例如长期在 110℃下工作,寿命就只有 4~5 年,而在 150℃下工作,就只能工作几十天了。

二、电机各部分的温升限度

前面已提到,电机某部分的温度与周围冷却介质的温度之差称为该部件的温升,用 θ 表示。电机的温升主要取决于电机内部损耗的大小和散热情况的好坏,在设计和使用电机时,温升是电机的主要性能指标之一。部件的温度 t 除与温升 θ 有关外,还与冷却介质的温度 t_0 有关,可用下式表示:

$$t - t_0 = \theta \quad (26-1)$$

由于决定绝缘材料寿命的因素是温度而不是温升,因此,当电机所用绝缘材料确定后,部件的最高容许工作温度就确定了,此时容许温升就取决于冷却介质的温度。冷却介质的温度越高,容许温升就越低;反之就可提高。为了制造出基本上能在全各地适用的电机,并避免造成不明确的概念,根据全国各个地区和各个季节的年最高温度,国标 GB—755—81 规定:电机各部分实际可测得的最高容许温度与最高环境温度之差,规定为该部件的温升限度。当最高环境温度在 40℃至 60℃之间时,温升限度值应减去环境温度超过 40℃的数值;如指定的最高环境温度在 0℃至 40℃之间时,温升限值一般不增加。当电机在海拔 1000 米至 4000 米之间使用而最高环境温度未作规定时,则认为由海拔引起的冷却效果的降低可由最高环境温度因海拔而相应降低得到补偿,因此温升限度不作修正。

为了保证电机长期安全可靠地运行,在电机试制以后,必须进行温升试验来确定其温升。

由于不同的测量方法,可得出不同的测量结果。因此在规定温升限度的同时,应规定具体的测量方法。常用的测量方法有下列三种:

1. 温度计法

这种方法直接用温度计来测定温度,其优点是简便、可靠。但由于温度计只能触及电机各

部件的表面,故此法仅能测出部件表面温度而无法测出内部最热点的温度。因此温度计法的温升限度通常比其它方法规定得低一些,见表 26-1。

表 26-1 电机主要部件的温升限度 单位:K

项 号	电 机 部 件	A 级			E 级			B 级			F 级		
		温度 计法	电阻 法	检温 计法	温度 计法	电阻 法	检温 计法	温度 计法	电阻 法	检温 计法	温度 计法	电阻 法	检温 计法
1	(1)容量在 500kVA 及以上的 汽轮发电机的交流绕组 (2)容量在 500kVA 及以上 或铁心长度在 1 米以上的交 流绕组	—	—	—	—	—	—	—	80	80	—	100	100
2	(1)容量小于 500kVA 或铁 心长度短于 1 米的交流绕组	—	60	60	—	75	75	—	80	80	—	100	100
	(2)除第 3、4 项以外的交、 直流电机的直流励磁绕组	—	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—
	(3)直流电枢绕组	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3	汽轮发电机的直流励磁绕 组	—	—	—	—	—	—	—	85	—	—	105	—
4	(1)低电阻的励磁绕组及补 偿绕组	—	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—
	(2)表面裸露的单层绕组	—	65	—	—	80	—	—	90	—	—	110	—
5	与绕组接触的铁心及其它 部件	60	—	60	75	—	75	80	—	80	100	—	100
6	换向器及集电环	60	—	—	70	—	—	80	—	—	90	—	—

2. 电阻法

这种方法是利用绕组的直流电阻在温度升高后电阻相应增大的关系来测定绕组的温升。例如铜线绕组由室温 t_0 变化到热态温度 t 时,其电阻的变化规律为

$$\frac{R_t}{R_0} = \frac{235 + t}{235 + t_0} \tag{26-2}$$

式中 R_t, R_0 ——绕组在热态($t^{\circ}\text{C}$)和冷态($t_0^{\circ}\text{C}$)时的电阻。

由上式可以算出绕组的温升为

$$\theta = t - t_0 = \frac{R_t - R_0}{R_0} (235 + t_0) \tag{26-3}$$

如果绕组用的是铝线,上两式中的常数 235 用 225 来代替。由于测出的电阻是整个绕组的电阻,所以用电阻法测出的温升实质上是整个绕组的平均温升。

3. 埋置检温计法

常用的检温计有热电偶和电阻温度计两种,在进行电机装配时,就将它埋置在预计有最高温度的地方,例如槽底,槽内上、下层之间,铁心叠片内等处。电机运行时,通过测量热电偶的电

动势或电阻温度计的电阻,就可确定被测点的温度。这种方法虽然比较复杂,但是由于它有可能测得接近于电机内部最热点的温度,因此在大型电机中得到普遍的应用。此外,若在电机中各个有代表性的地方分别埋置检温计,那么这种方法还可用于测出电机各处温度的分布。检温计法可实现巡回检测,对电机进行自动控制和保护。

可以看出,上述三种方法测得的温度都不是真正的最高温度。因此,国家标准中所规定的电机各部件测得容许最高温度较其所用绝缘材料的最高容许工作温度为低。表 26-1 列出了电机主要部件的温升限度。

§ 26-3 电机的发热和冷却过程

电机从具有温升为 θ_0 的热状态转变到温升为 θ 的另一热状态不是立刻完成的,它需要一定的过渡时间,在此时间内温升的变化过程称为发热(或冷却)过程。

虽然电机是由许多物理性质不同的部件组成,内部的发热和传热关系也很复杂,但实验证明,我们可以将它作为一个均质等温体来研究其发热和冷却过程。所谓均质等温体是指该物体各点温度都相同,而且表面各点散热能力也相同。

设物体发热过程的某一瞬间,物体表面对周围介质的温升为 θ ,经过一微小时间 dt 后,温升增加了 $d\theta$ 度。如果每单位时间内均质等温体中产生的热量为 Q ,则根据能量守恒定律可知:在 dt 时间内物体产生的热量 $Q \cdot dt$ 应等于此时从表面散走的热量与提高物体本身温度所需的热量之和。

实验表明,在通常情况下,每单位时间从表面散到周围气体中的热量 Q_s 与散热的表面积 S 和表面对周围气体的温升 θ 成正比,即

$$Q_s = \lambda S \theta \quad (26-4)$$

式中 λ ——表面散热系数,即当温升为 1°C 时,每单位时间内从单位表面上通过对流和辐射而散走的热量,其值由散热表面的性质和周围气体的流动速度而定。

于是 dt 时间内从表面散走的热量为 $\lambda S \theta \cdot dt$ 。

若均质等温体的质量为 m ,比热(每单位质量,温度每升高 1°C 时所需的热量)为 C ,则温度升高 $d\theta$ 时,物体所需的热量为 $Cm \cdot d\theta$ 。所以

$$Q \cdot dt = \lambda S \theta \cdot dt + Cm \cdot d\theta \quad (26-5)$$

将式(26-5)两边除以 dt 后得

$$Q = \lambda S \theta + Cm \frac{d\theta}{dt} \quad (26-6)$$

当达到稳定温度状态时, $\frac{d\theta}{dt} = 0$,这时物体的温升达到了稳定值 θ_∞ ,由式(26-6)得稳定温升为

$$\theta_\infty = \frac{Q}{\lambda S} \quad (26-7)$$

求解式(26-6)可得

$$\theta = \frac{Q}{\lambda S} (1 - e^{-t/T}) + \theta_0 e^{-t/T} = \theta_\infty (1 - e^{-t/T}) + \theta_0 e^{-t/T} \quad (26-8)$$

式中 θ_0 ——物体的初始温升,即当 $t=0$ 时物体的温升;

T ——温升增长的时间常数,亦称发热时间常数。

$$T = \frac{Cm}{\lambda S} \quad (26-9)$$

如果物体从冷态开始发热,即 $t=0$ 时, $\theta_0=0$, 则式(26-8)简化为

$$\theta = \theta_{\infty}(1 - e^{-t/T}) \quad (26-10)$$

相应的发热温升曲线如图 26-1 所示。

公式(26-8)也可用来研究物体的冷却过程。假定物体已被加热到温升 θ_0 之后停止加热(即 $Q=0$), 其温升即从 θ_0 开始下降, 最后到达冷态, 温升为零。因此只要令式(26-8)中的 $\theta_{\infty}=0$, 便得物体冷却时的温升的变化规律为:

$$\theta = \theta_0 e^{-t/T} \quad (26-11)$$

相应的冷却曲线如图 26-2 所示, 它的时间常数与同一物体的发热时间常数相同。

上述分析表明, 在均质等温体的发热(冷却)过程中, 温升是按指数函数规律增长(下降)的。理论上要经过无穷长时间才达到稳定温升状态。但实际上 $t=(4\sim 5)T$ 时, 可以认为温升已接近于稳定值了。因为当 $t=4T$ 时, 由式(16-10)得 $\theta=0.982\theta_{\infty}$ 。

如果温升曲线已经得到, 物体的发热时间常数 T 可用作图法决定。因为对式(26-10)求导数, 并令 $t=0$, 则得

$$\left(\frac{d\theta}{dt}\right)_{t=0} = \frac{1}{T}\theta_{\infty} \quad (26-12)$$

可见过原点作温升曲线的切线便可求得时间常数 T , 如图 26-1 和图 26-2 所示。

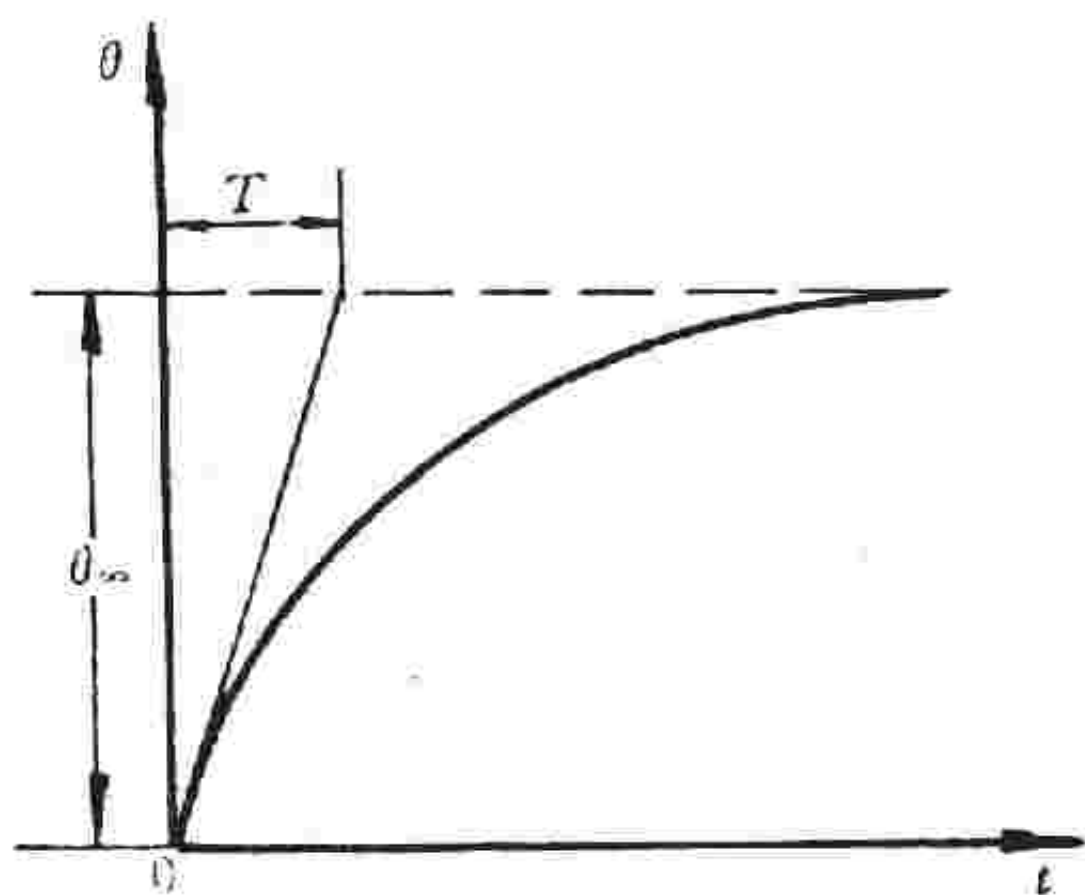


图 26-1 均质等温体的发热曲线

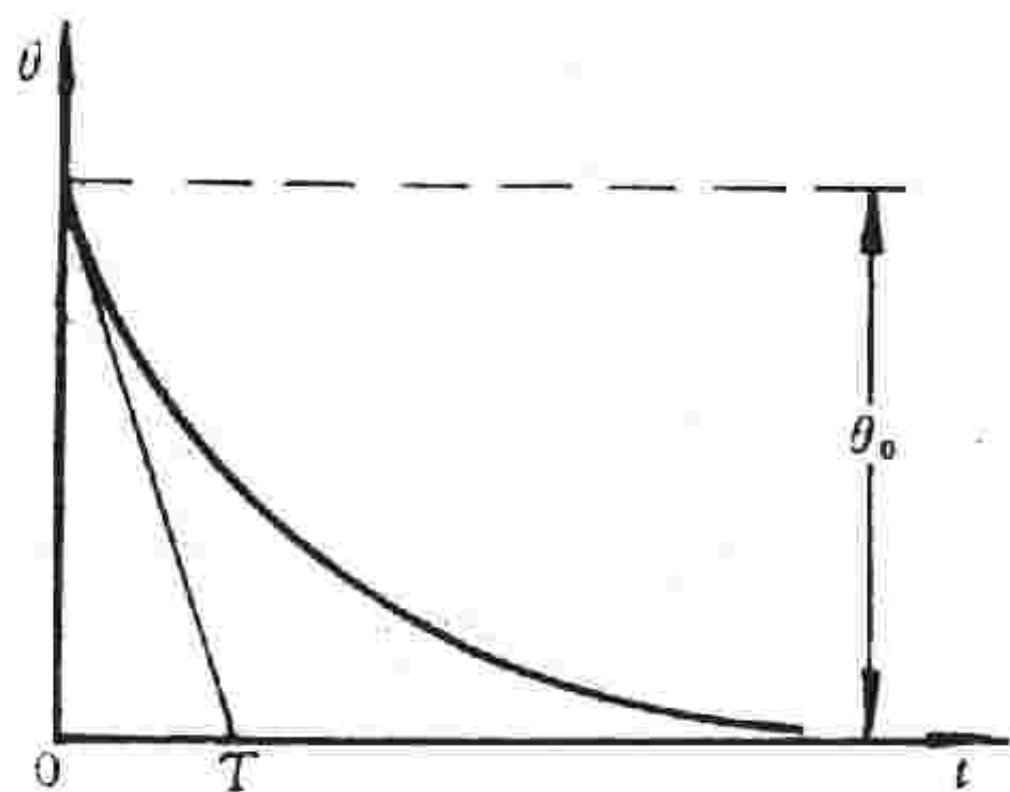


图 26-2 均质等温体的冷却曲线

从式(26-12)和图 26-1 可看出发热时间常数 T 的物理意义: 如果温升以开始发热时的速度增长, 则只要经过时间 T 便达到稳定温升。换句话说, 当物体每秒钟产生的热量 Q 全部用来加热物体而没有任何散失时, 则经过时间 T 便达到稳定温升对应的温度。这一点, 若把式(26-7)代入式(26-9)可得:

$$T = \frac{Cm}{\lambda S} = \frac{Cm\theta_{\infty}}{Q} \quad (26-13)$$

也可清楚地看出。

实际电机的发热和冷却情况较均质等温体复杂得多。但实验表明,电机的发热和冷却曲线与图 26-1 和图 26-2 所示曲线差别不大。因此在工程应用上,上述规律仍基本上适用于研究电机的发热和冷却。

从式(26-7)可见,电机的稳定温升由单位时间的发热量 Q 、散热表面 S 和散热系数 λ 所确定。因此要降低电机的温升可以从两方面想办法,一方面是设法减少电机的损耗,以便减少损耗产生的热量;另一方面是提高电机的散热能力,改进冷却方法。

在电机运行中,短路、过载或绕组损坏等会使发热量增加,以及任何降低电机散热能力的做法,都将使温升增高,以致引起电机的损坏。

§ 26-4 电机的定额

制造厂对电机的全部电量和机械量的数值及其运行的持续时间和顺序所作的规定,称为电机的定额。根据国标 GB755—81《电机基本技术要求》,电机的定额分为连续定额、短时定额和周期工作定额。

1. 连续定额(*continuous rating*)

这类电机可按其铭牌规定的数据长期连续运行,其各部分的温升达到实际的稳定值,而不会超过容许的温升限度。

2. 短时定额(*short-time rating*)

这类电机只能由冷态开始在规定的时间内短期运行。由于工作时间相当短,因此电机各部分的温升不会达到实际的稳态值。因为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。

我国规定标准的持续时间限值分为 10、30、60、90 分钟四种。

3. 周期工作定额(*duty-cycle rating*)

这类电机运行一段时间后,就停止一段时间,周而复始地按一定的周期重复运行。额定负载运行时间与整个周期之比称为负载持续率(*cyclic duration factor*)。我国规定的负载持续率分为 15%、25%、40% 及 60% 四种,每一周期为 10 分钟(例如 40% 时,4 分钟为工作时间,6 分钟为停车时间)。周期工作运行时,电机的发热和冷却过程是交替进行的。

电机应按规定的定额运行,才能保证它的温升不超过容许温升限度。若不按定额运行,把断续或短时定额的电机拿来作连续运行,则其温升将远远超过容许限度,而把电机烧毁。

§ 26-5 电机的通风冷却方式

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和额定容量,由此可见冷却问题的重要性。

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

按冷却介质的不同,一般电机的冷却可分成下列二类:

1. 气体冷却

即利用空气、氢气或其他气体作为冷却介质。大部分电机用空气冷却,但大型汽轮发电机(5000kW及以上)常用热容量较空气大的氢气冷却。一般说,从空气冷却改为氢气冷却以后,汽轮发电机转子绕组的温升约可降低一半,因此电机容量约可提高20~25%。

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,因此用液体作为冷却介质就比用气体优越得多。例如将空气冷却的汽轮发电机改为水冷,其容量可成倍地提高。

二、冷却方式

电机的冷却方式可以分为外部冷却和内部冷却两大类。外部冷却时,冷却介质只与电机的铁心、绕组端部和机壳的外表面接触,热量要先从内部传导到这些部位,然后再散给冷却介质。内部冷却时,冷却介质(多用氢气或水)进入发热体(空心导线)内部,直接从发热体吸收热量并将它带走。显然冷却的效果要比外部冷却大得多,它的采用,促进了现代巨型电机的发展,提高了单机容量。内部冷却是一种新技术,在我国已经取得很大的成就,国产大型汽轮发电机和水轮发电机,不少都采用了定子水内冷、转子氢冷和定、转子双水内冷的冷却方式。

下面对这两种冷却方式分别作一简介。

1. 外部冷却

外部冷却又分为自然冷却、自扇冷和他扇冷等方式。

(1)自然冷却式 这种电机不装任何专门的冷却装置,仅靠空气在电机中的自然流通来冷却,故散热效能很低,只适用于容量在几百瓦以下的小型电机中。

(2)自扇冷式 这种电机的转子上装有风扇,电机转动时,利用风扇所产生的风压,强迫空气流动,以较快的速度带走部件表面的热量。

按冷却空气进入电机的方式,又可分为抽出式和鼓入式两种。抽出式的风扇装在出风端(图26-3a),优点是进入电机的是冷空气。鼓入式的风扇装在进风端(图26-3b),送入的空气由于已吸收了风扇的损耗而温度略有升高。因此实际中大多数采用抽出式。

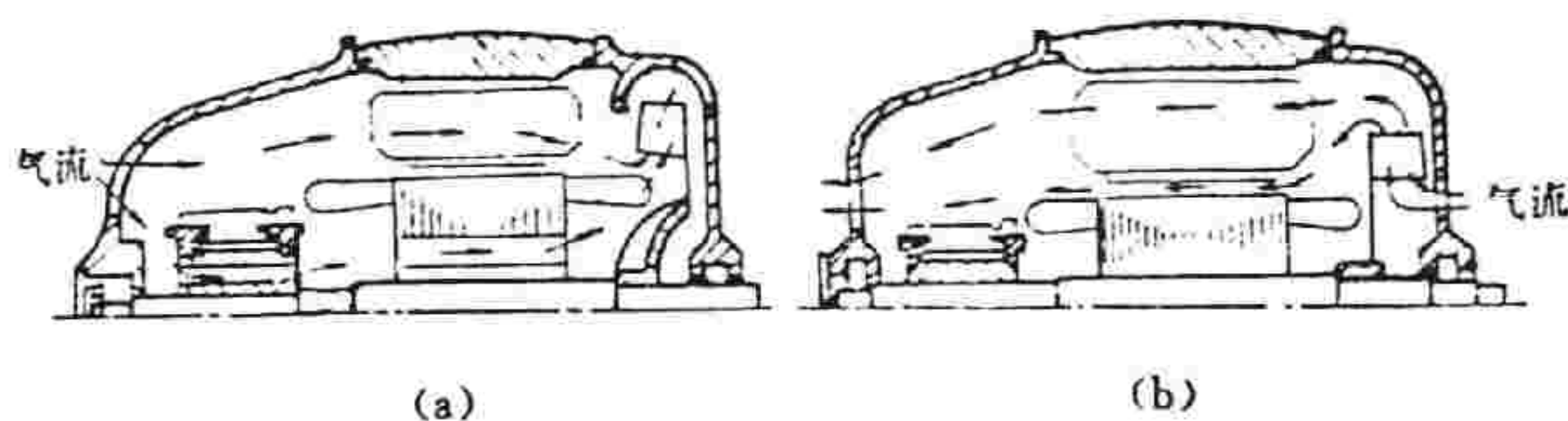


图26-3 轴向通风系统

(a)抽出式 (b)鼓入式

按气体在电机中流动方向,则可分为轴向通风和径向通风两种基本类型,图26-3所示为轴向通风系统,图26-4所示为径向通风系统。在轴向通风系统中,冷却空气从一端进,另一端出。其优点是能装较大风扇,因而冷却效果较好,缺点是沿电机轴向温度不均匀,且通风损耗较大。

这种方式一般用于中、小型电机，特别是两端结构不对称的电机，例如直流电机中。在径向通风系统中，冷却空气由两端进入电机，穿过转子和定子铁心中的径向通风道而由机座流出。径向通风的优点是通风损耗小，沿电机轴向的温度分布比较均匀，缺点是因有径向通风道而使整个电机长度加长，同时如果转子沿轴向稍有窜动(2~3mm)以致定子和转子径向风道没有对齐时，将使通风量受到相当大的影响。径向通风系统适用于各种容量的电机，尤其是在结构对称的中、大型电机中。

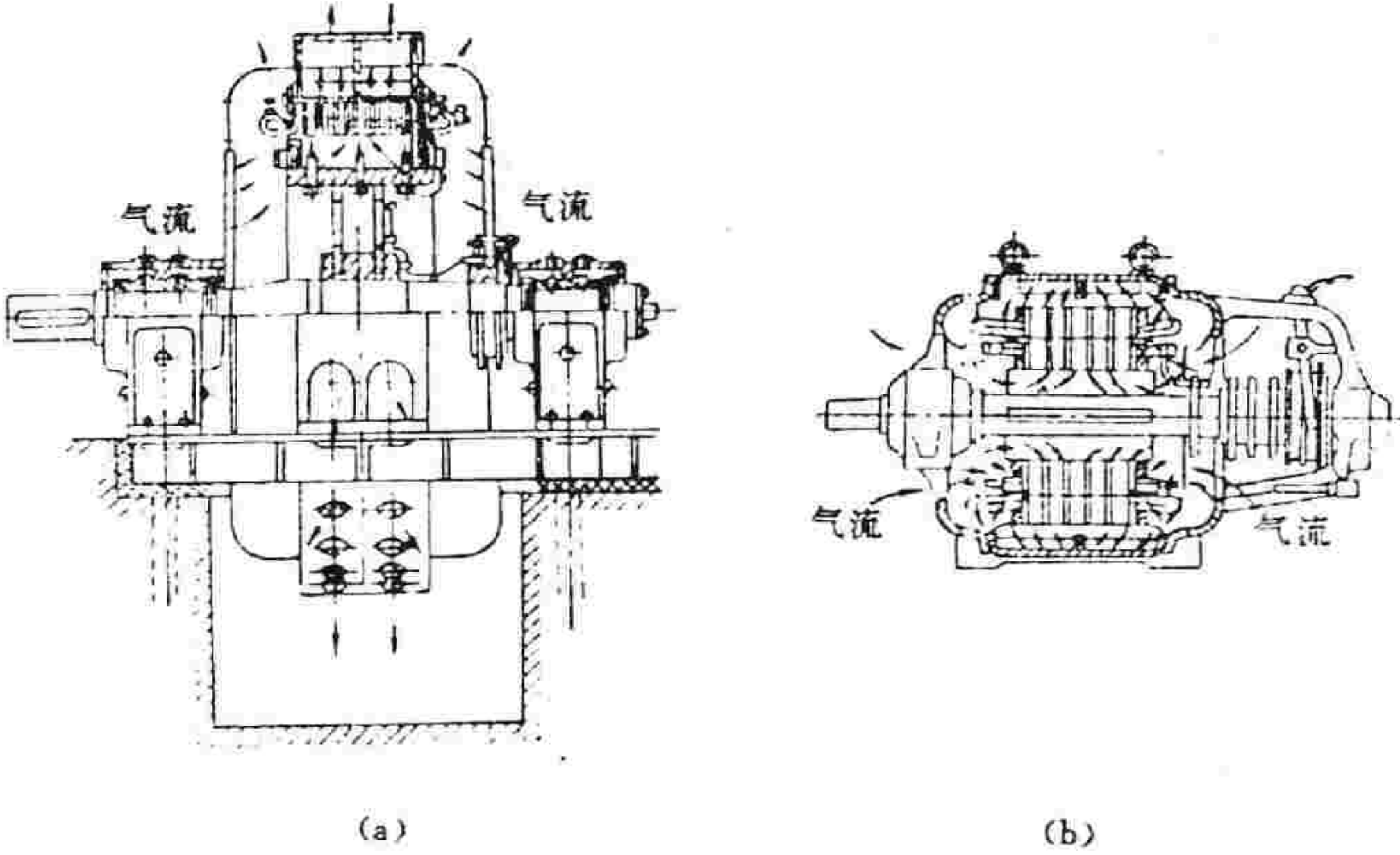


图26-4 径向通风系统
(a)具有径向通风系统的同步电机 (b)具有径向通风系统的异步电机

在封闭式电机里，电机内部热量必须全部由机座外表散出。如果依靠自然冷却，则散热效果很差。为保证不超过允许温升，必须加强冷却，为此可在轴伸端的轴承端盖外侧加装一只外风扇，使冷风沿机座外面通过。这时电机内部仍装风扇，用以加速电机内部空气循环，使温度分布均匀和热量更加易于传到机座上(见图26-5)。

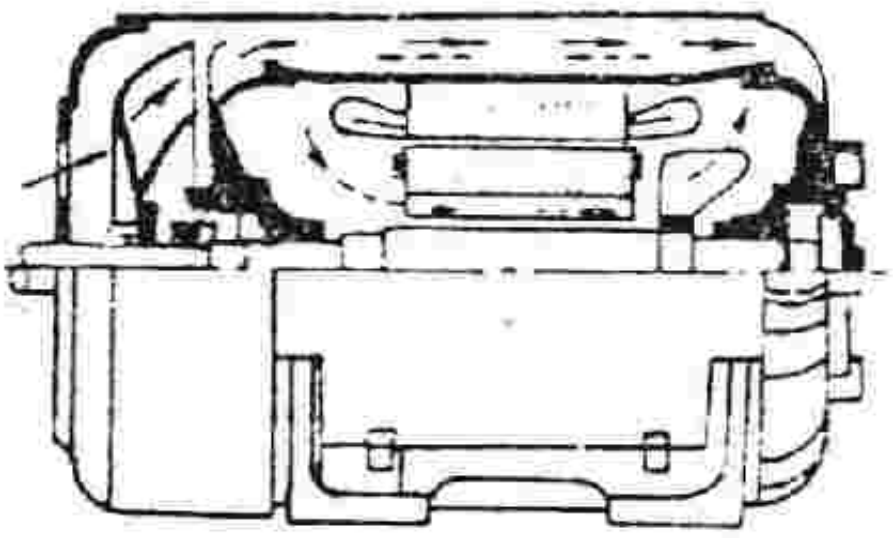


图26-5 封闭式电机外部自冷式通风系统

(3)他扇冷式 此种电机的冷却空气由专门的(即与电机完全分开的)风扇或鼓风机通过管道供给，因而又称管道通风式。其特点是根据负载大小来调节风扇或鼓风机转速，以控制供给电机的风量，从而减少低负载时的通风损耗。特别对于调速范围较广的电机，当运行于低速时，电机本身的通风能力显著降低，必须外加冷却设备。

此外，按冷却气体是否更新，通风系统又可分为开放式和闭路式两种。所谓开放式是指进

入电机的空气在使用后直接排入大气。所谓闭路式系统是指同一体积的气体不断地在封闭的系统中进行循环,即冷气体经过电机时被加热,然后离开电机而进入冷却器将它冷却后重新进入电机。开放式系统多用于中、小型电机中,闭路式系统则多用于大型电机中。

2. 内部冷却

由于散热面积与线性尺寸的平方成正比,电机的损耗却与线性尺寸的立方成正比。随着线性尺寸和容量的增大,散热面积就感到不够,所以容量越大,电机的发热和冷却问题就越严重。在巨型电机中,发热和冷却问题往往成为限制电机极限容量的主要因素。为提高电机的极限容量和材料的利用率,近年来国内、外广泛采用了内部冷却。

内部冷却时,冷却介质通常采用氢或经过处理的洁净水,为把冷却介质通入导体内部,常采用空心导体,和表面氢冷相比较,采用氢内冷并提高压力后,冷却效果可提高2~4倍,电机容量则相应地提高60~80%。若进一步采用水内冷,由于水的热容量、散热能力和比重比氢的大几倍到上千倍,所以水内冷的冷却又要比氢内冷的效果好很多倍。采用水内冷后,发热问题实际上已不成为限制电机极限容量的主要因素。在良好的设计下,水内冷电机的效率可以接近同容量氢冷电机的效率,所用材料却比氢冷电机节省很多,但是水内冷电机的制造工艺比较复杂。近十多年来,国内外制造大容量发电机,转子绕组多采用氢气加压冷却,但定子则多采用水内冷。也有一些制造厂生产定、转子都用水内冷的双水内冷发电机。

小 结

本章简要地说明了电机中发热冷却的意义、过程和一些存在的问题及其解决的方法。

按照不同耐热能力,电机中常用绝缘材料分为A、E、B、F、H、C六个等级。一定的绝缘等级,决定电机的容许运行温升,不同的部件有不同的容许温升和相应的测量方法。

电机中的热量主要来源于绕组和铁心,绕组的温度通常高于铁心的温度,借传导、对流、辐射把热量散发出去。因此散热系统和散热面积对电机的温升有很大的影响。

国标规定的电机定额有连续、短时、周期工作三类,使用电机时必须严格遵守。如使用不当,会降低电机寿命,甚至烧毁电机。

冷却方式对电机的温升及其分布是决定性的因素。决定冷却方式时,一方面要考虑其散热效果,另一方面要考虑它对结构、工艺及其所需装置的经济性和可靠性。

第二十二章至第二十六章 自测题

一、填空题

- 二、是非题(若正确,在括号内画“√”;若错误,在括号内画“×”。)

1. 一台并励直流电动机,要改变它的转向。则只要将电源极性改变就可以了。
()
2. 直流发电机的感应电动势为主电动势,电磁转矩为反转矩,直流电动机则刚好相反。
()
3. 直流电动机的电磁转矩是拖动性质的转矩,因此电磁转矩愈大,则稳定转速愈高。
()
4. 一台他励电动机在稳态下运行时电枢反电动势为 E_a ,如果负载转矩 $T_2 = \text{常数}$,外加电

压和电枢电路中的电阻均不变,则在减弱励磁使转速上升到新的稳态后,电枢反电动势将大于 E_a 。()

5. 直流电机中,只有交轴电枢磁势与主磁场相互作用才能产生电磁力矩。()

三、计算题

1. 一直流发电机数据 $2p=6$,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)速度变为 900r/min,磁通不变时发电机的感应电动势;

(3)磁通变为 0.0435Wb, $n=900$ r/min 时电机的感应电动势;

(4)若每一线圈电流的允许值为 50A,在第(3)问情况下运行时,发电机的电磁功率。

2. 一台并励发电机, $P_N=100$ kW, $U_N=250$ V,设并励绕组具有 1000 匝。在额定转速下,空载时产生额定电压的励磁电流为 7.0A,额定负载时需 9.4A 才能得到同样的端电压,今欲将该发电机改为平复励发电机(短复励),问每极应加入多少匝串励绕组?

3. 一台可以认为磁路不饱和的并励直流发电机 $P_N=145$ kW, $n_N=1450$ r/min, $U_N=460$ V,电枢电路总电阻(包括电刷接触电阻) $R_{a75^\circ\text{C}}=0.053\Omega$,励磁电路电阻 $r_{f75^\circ\text{C}}+r_{fj}=174.9\Omega$ 。若将此发电机接在 440V 电网上作电动机运行,当电枢电流与此发电机额定电枢电流相同时,转速是多少?(励磁电阻不变)

4. 他励直流电动机的数据为: $P_N=29$ kW, $U_N=440$ V, $I_N=76$ A, $n_N=1000$ r/min, $R_a=0.377\Omega$,若忽略空载转矩。

(1)电动机以转速 500r/min 吊起 $T_2=0.8T_N$ 的重物,求这时接在电枢电路内的电阻。

(2)在 500r/min 时吊起负载 $T_2=0.8T_N$ 的重物,忽将电枢反接,并使电流不超过 I_N ,求最后稳定下降转速。

电机学习题集

I 概 论

习题一 感应电动势和电磁力

一、思考题

1. 变压器电动势、运动电动势、自感电动势和互感电动势产生的原因有什么不同？其大小与哪些因素有关？

2. 自感系数的大小与哪些因素有关？有两个匝数相等的线圈，一个绕在闭合铁心上，一个绕在木质材料上，哪一个的自感系数是常数？哪一个是变数，随什么原因变？

3. 在图 1 中，当给原线圈外加正弦电压 u_1 时，线圈内要感应电动势。

①当电流 i_1 按图 1 中方向减小时，标出此时感应电动势实际方向。

②如果 i_1 在铁心中建立的磁通 $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ ，副线圈匝数是 w_2 ，试求副线圈内感应电动势有效值的计算公式。（用频率 f_1 副边匝数 w_2 和磁通最大值 Φ_m 表示）。

4. 电磁感应定律有时写成 $e = -\frac{d\psi}{dt}$ ，有时写成 $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$ ，有时写成 $e = -L \frac{di}{dt}$ 。这三种表示法之间有什么差别？哪一种写法最有普遍性？从一种写法改为另一种写法需要什么附加条件？在什么情况下把电磁感应定律写成 $e = \frac{d\psi}{dt}$ ？试分析说明之。

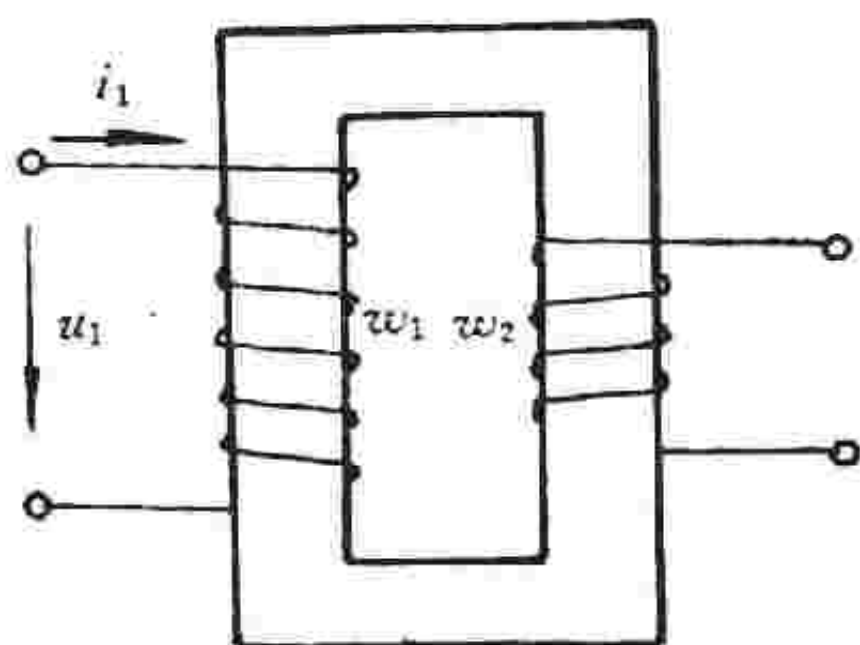


图 1

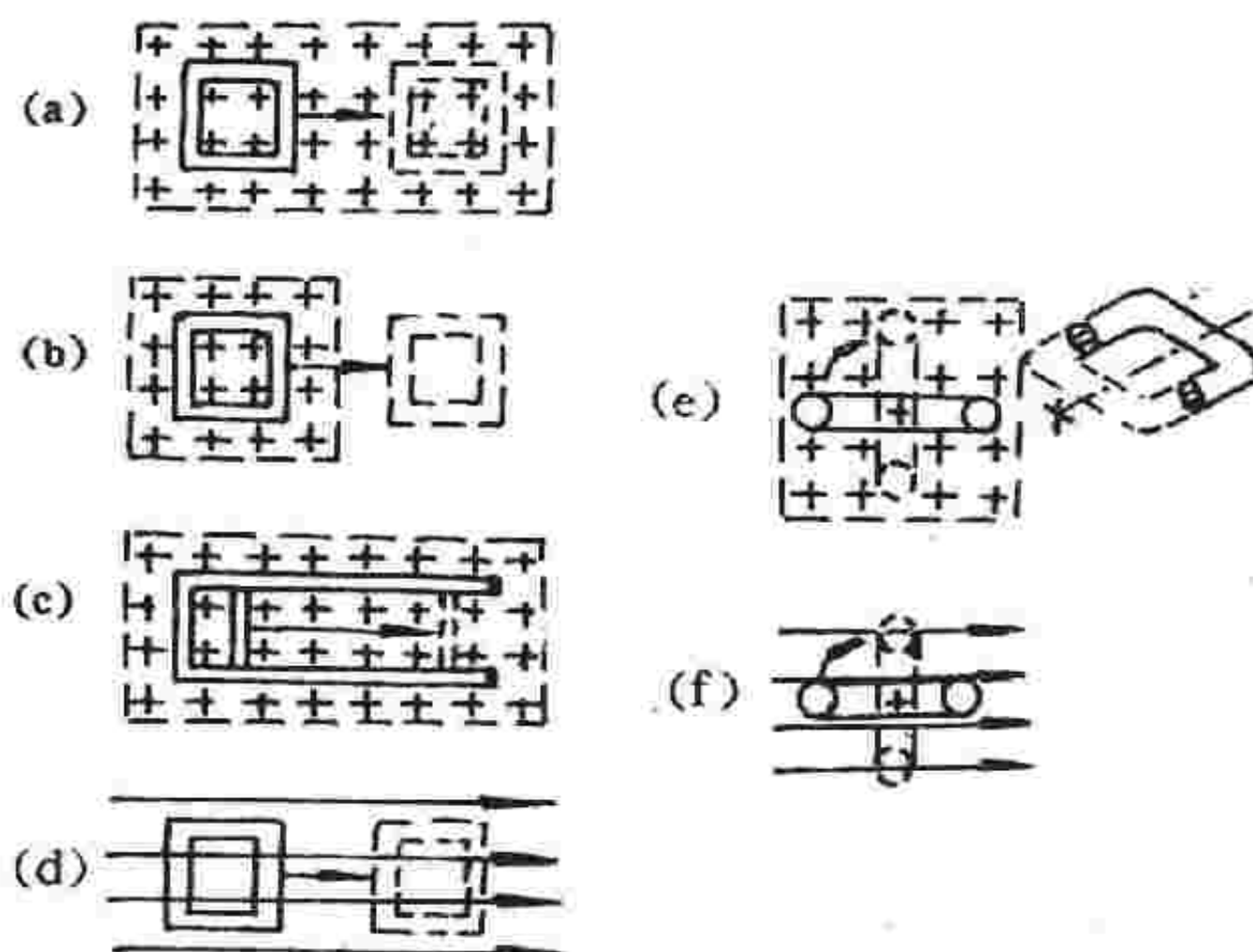


图 2

5. 如图 2 所示，磁通限定在虚线所围的范围内，“+”表示磁力线垂直进入纸面，在图示各种情况下，导电环移动到虚线所示的位置时，试问在运动时环内是否产生感应电动势，若有感应电动势，试确定其方向。

二、计算题

1. 设有 100 匝长方形线框,如图 3 所示,线框尺寸为 $a=10\text{cm}$, $b=20\text{cm}$,线圈在均匀磁场中环绕着连接长边中心点的轴线以均匀转速 $n=1000\text{r/min}$ 旋转。均匀磁场的磁密 $B=8000\text{Gs}$,试求:

- ①线圈中感应电动势的时间表达式;
- ②感应电动势的最大值及出现最大值的位置;
- ③感应电动势的有效值。

2. 线圈匝数尺寸同图 2,位于均匀的恒定磁场中,磁通密度 $B=8000$ 高斯,设在线圈中通以 10 安电流且按顺时针流动,求:

- ①当线圈平面与磁力线垂直时,线圈各边所受的力是多少?作用的方向如何?作用在该线圈上的转矩为多少?
- ②当线圈平面与磁力线平行时,线圈各边所受的力是多少?作用的方向如何?作用在该线圈上的转矩为多少?
- ③线圈受力矩后便要转动,试求线圈在不同位置时的转矩表达式。

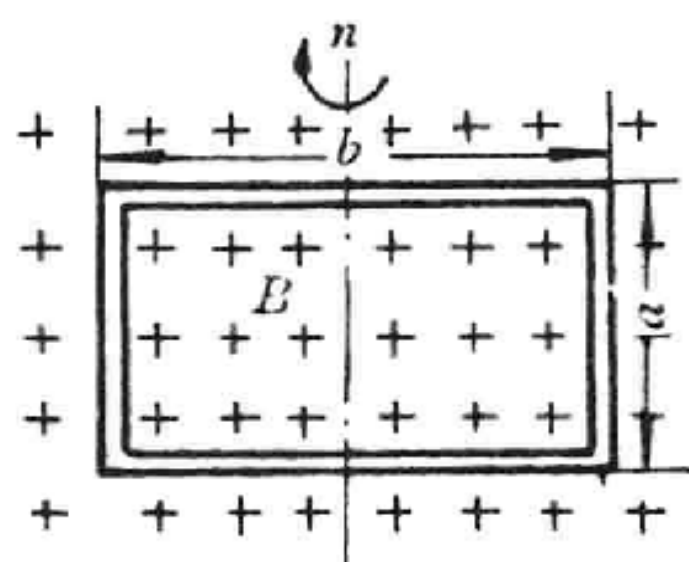


图 3

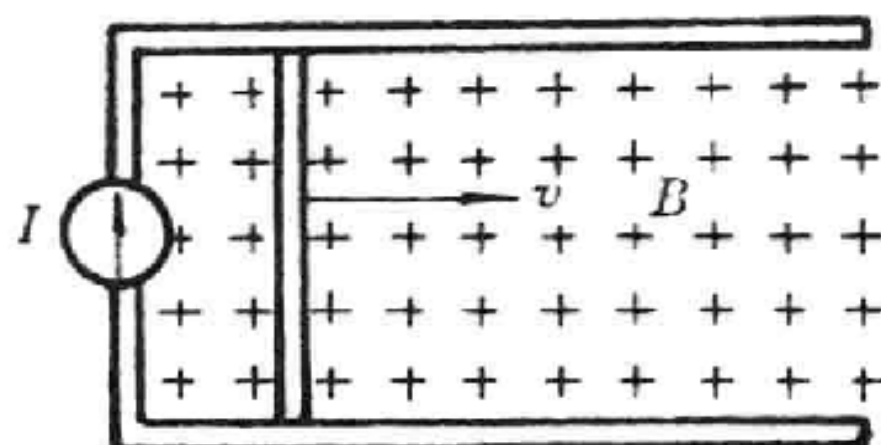


图 4

3. The linear motor shown in Fig 4 consists of a movable conductor that maintains electrical contact with the stationary U-shaped conductor of infinite length, whose sides are separated by 0.5m and enclose a uniform magnetic field of 0.8T. A current generator maintains a constant current in the closed loop. After an accelerating period a force of 10 N maintains a 10 m/s steady-state velocity of the moving conductor.

- (a) What is the magnitude of the current?
- (b) What voltage is induced in the closed loop?

习题二 磁路计算

一、思考题

1. 试比较磁路和电路的相似点与不同点,并叙述磁路计算的一般方法。
2. 电机和变压器的磁路常采用什么材料制成,这种材料有哪些主要特性。

二、计算题

1. 一铁环的平均半径为 30cm,铁环的横截面积为一直径等于 5cm 的圆形,在铁环上绕有线圈,当线圈中的电流为 5A 时,在铁心中产生的磁通为 0.003Wb,试求线圈应有的匝数。

铁环所用材料为铸铁,其磁化曲线有如下数据:

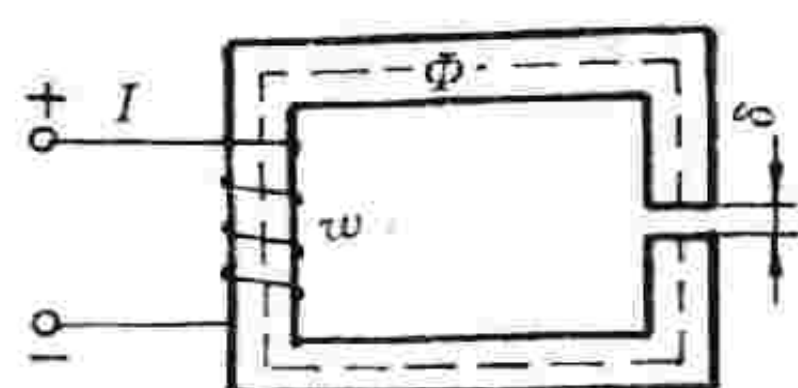


图5

$H \times 10^2 (\text{A/m})$	5	10	20	30	40	50	60	80	110
$B \times 10^{-1} (\text{T})$	6	11.0	13.6	14.8	15.5	16.0	16.4	17.2	17.3
$H \times 10^2 (\text{A/m})$	140	180	250						
$B \times 10^{-1} (\text{T})$	18.3	18.8	19.5						

2. 对于图5,如果铁心用 D_{23} 硅钢片叠成,截面积 $A_c = 12.25 \times 10^{-4} \text{m}^2$,填充系数 $k = 0.92$,铁心的平均长度 $l_c = 0.4 \text{m}$,空气隙 $\delta = 0.5 \times 10^{-3} \text{m}$,线圈的匝数为600匝。试求产生磁通 $\Phi = 11 \times 10^{-4} \text{Wb}$ 时所需的励磁磁动势和励磁电流。(不考虑气隙的边缘效应)。

D_{23} 硅钢片磁化曲线数据如下(50Hz 0.5mm 厚)

$B (\text{T})$	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6
$H \times 10^{-2} (\text{A/m})$	1.58	1.81	2.10	2.50	3.06	3.83	4.93	6.52	8.90	12.6	20.1	37.8

3. 已知磁路如图6所示,材料是 D_{11} 硅钢片,(填充系数 $k = 0.92$),若线圈接在220V,50Hz 的交流电源上,线圈匝数 $w = 200$ 匝,求激磁电流。(忽略线圈电阻和漏磁)

D_{11} 硅钢片磁化曲线数据如下:

$B \times 10^{-1} (\text{T})$	5	10	11	12	13	14
$H \times 10^2 (\text{A/m})$	1.2	3.6	4.6	6	8	11.2
$B \times 10^{-1} (\text{T})$	15	16	17	18	19	
$H \times 10^2 (\text{A/m})$	17	30	58	100	165	

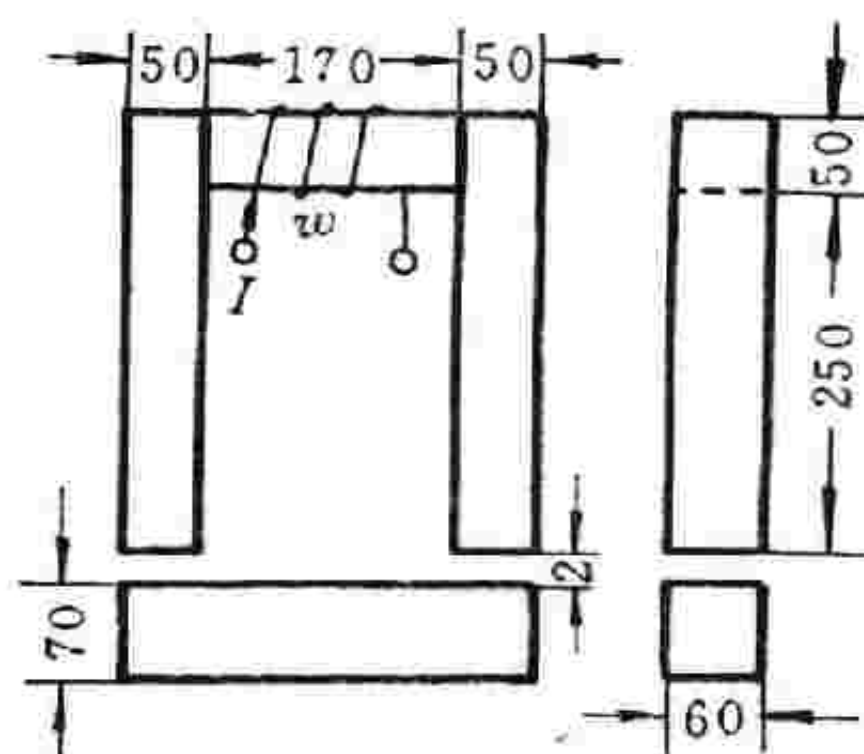


图6

II 变 压 器

习题三 变压器的空载运行

一、思考题

1. 变压器原、副边电压、电动势正方向如图7(a)所示,设变比 $k = 2$,原边电压 u_1 波形如图7(b)所示,画出 e_1, e_2, Φ 和 u_2 的时间波形,并用相量图表示 $\dot{E}_1, \dot{E}_2, \dot{\Phi}, \dot{U}_2$ 和 $\dot{U}_1$ 的关系(忽略漏阻抗压降)。

2. 图8(a)和(b)中的 u, i, e 等量的规定正方向不同。试分别写出两图中变压器原、副方的电压平衡方程式。

3. 图 7(a) 中所标的正方向符合关系式 $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$, 试问当主磁通 $\Phi(t)$ 在增加时 e_1 和 e_2 的瞬时方向如何? 减小时又如何?

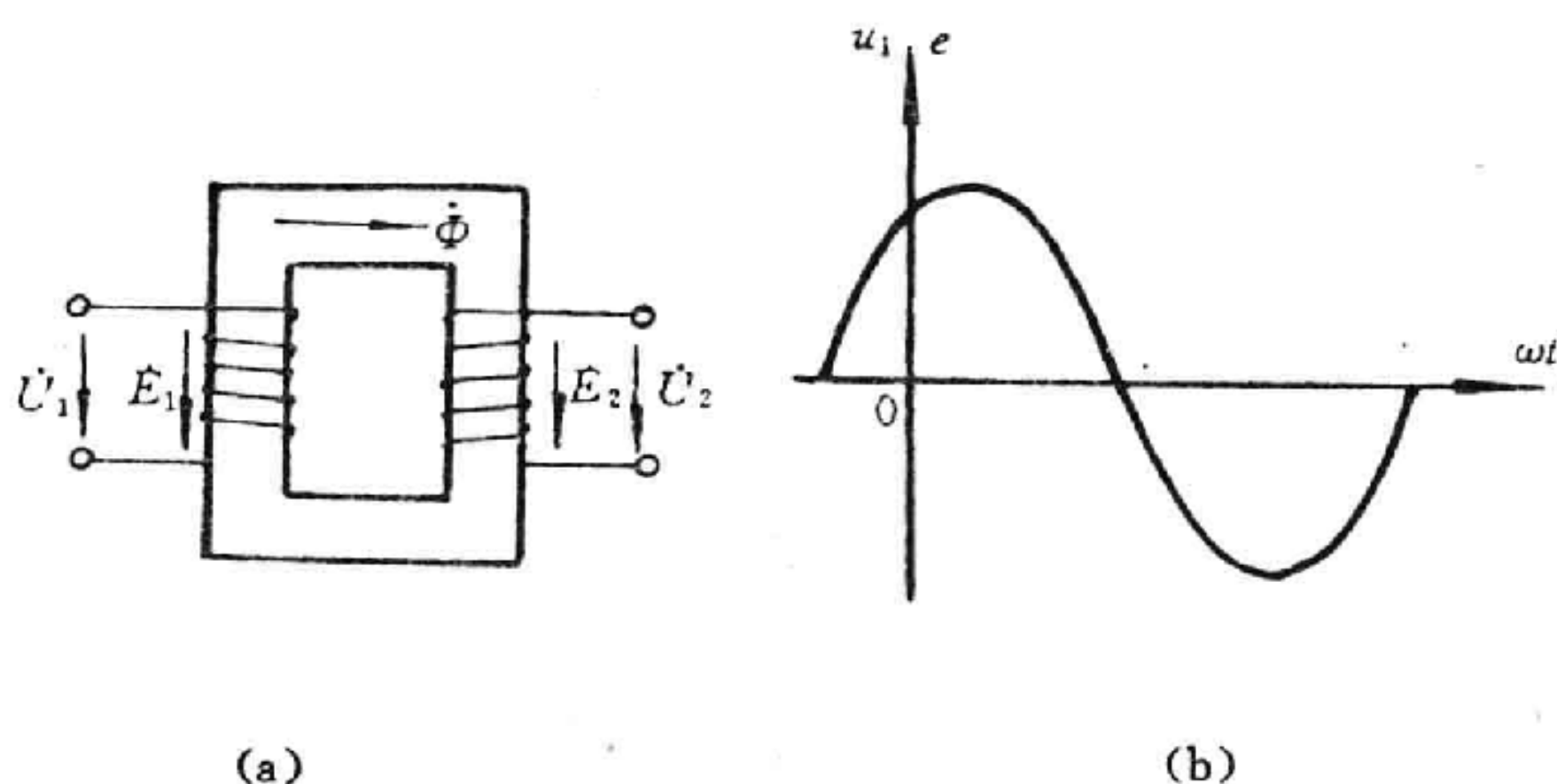


图 7

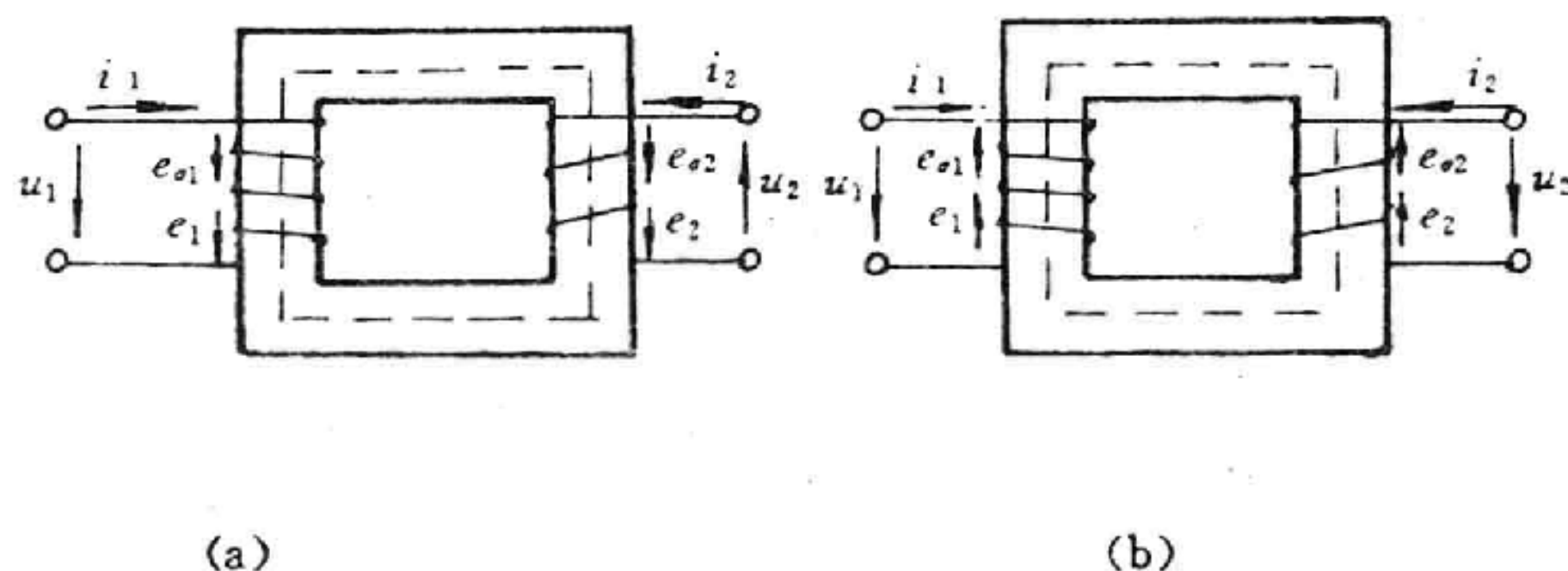


图 8

二、计算题

1. 某三相变压器 $S_N = 5000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 10/6.3 \text{ kV}$, Y, d 连接, 试求原、副方的额定电流。
2. 设有一 500 kVA 、 50 Hz 三相变压器, $10000/400 \text{ V}$, D, yn 联接, 忽略漏阻抗压降, 试求:
 - ① 原方额定线电流及相电流, 副方额定线电流;
 - ② 如原方每相绕组有 960 匝, 问副方每相绕组有几匝? 每匝的感应电动势为多少?
 - ③ 如铁心中磁密最大值为 14000 Gs , 求铁心截面积;
 - ④ 如在额定运行情况下绕组中电流密度为 3 A/mm^2 , 求原、副绕组各应有的导线截面积。
3. 变压器铭牌数据为 $S_N = 100 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400 \text{ V}$, Y, yn 联接, 如电压由 6300 V 改为 10000 V , 假定用改换高压绕组的办法来满足电源电压的改变, 若保持低压绕组匝数每相为 40 匝不变, 则新的高压绕组每相匝数应改为多少? 如不改变会有什么后果?

习题四 变压器的空载运行

一、思考题

1. 试述激磁阻抗 $Z_m = r_m + jx_m$ 的物理意义。磁路饱和与否对 x_m 和 r_m 有何影响? 为什么要求 x_m 大、 r_m 小? 为了使 x_m 大、 r_m 小; 变压器铁心应该用什么材料制造? r_m 能用伏安法测量吗?

2. 变压器空载时,一方加额定电压,虽然线圈(铜耗)电阻很小,电流仍然很小,为什么?

3. 一台 50Hz 的单相变压器,如接在直流电源上,其电压大小和铭牌电压一样,试问此时会出现什么现象? 副方开路 and 短路对原方电流的大小有无影响(均不考虑暂态过程)?

4. 变压器的额定电压为 220/110V,若不慎将低压方误接到 220 伏电源上,试问激磁电流将会发生什么变化? 变压器将会出现什么现象?

二、计算题

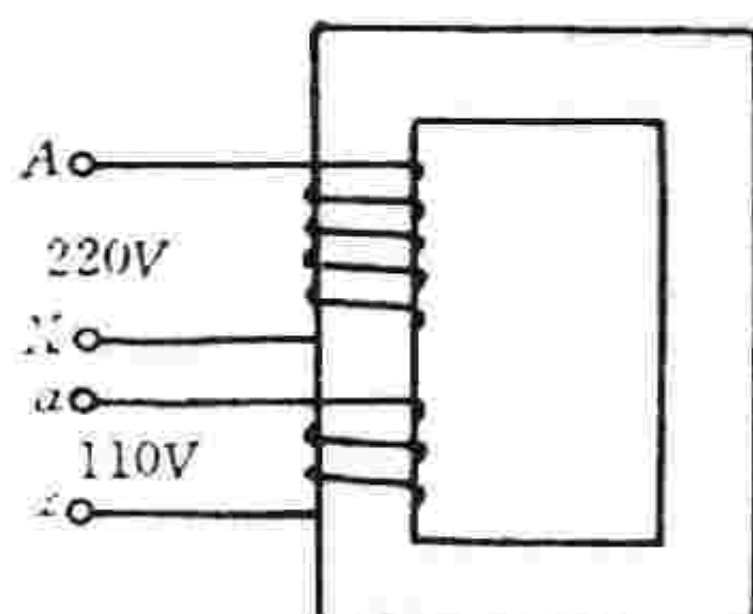


图 9

1. 单相变压器电压为 220/110V,设高压侧加 220V 电压,空载激磁电流为 I_0 ,主磁通为 Φ_0 。若 Xa 联在一起,在 Ax 端加 330V 电压,问此时激磁电流多大,主磁通多大? 若 X, x 联接在一起,在 A, a 端加 110V 电压,问激磁电流和主磁通又为多大?(见图 9)。

2. 将一台 1000 匝铁心线圈接到 110V、50Hz 的交流电源上,由安培表和瓦特表的读数得知 $I_1=0.5A, P_1=10W$;把铁心取出后电流和功率就变为 100A 和 10000W,设不计漏磁,试求:

(1)两种情况下的参数,等效电路和相量图;

(2)有铁心时的磁化电流和铁耗电流,无铁心时的无功电流和有功电流;

(3)二种情况下磁通的最大值。

3. A 500—kVA 60HZ transformer with an 11000—Volt primary winding take 3.35—amp and 2960—watts at no load, rated voltage and frequency. Another transformer has a core with all its linear dimensions $\sqrt{2}$ times as large as the corresponding dimensions of the first transformer. Core material and lamination are the same in both transformers.

If the primary windings of both transformers has the same number of turns, what no-load current and power will the second transformer take with 22000volts at 60HZ impressed on its primary?

习题五 变压器的负载运行

一、思考题

若规定变压器电压、电动势、电流和磁通的正方向如图 10 所示。

(1)写出变压器的基本方程式;

(2)若副边带电容负载,画出相量图;

2. 变压器副方加电阻、电感或电容负载时,从原方输入的无功功率有何不同? 为什么?

3. 变压器副方加电感性负载及电容性负载时,副方电压有何不同? 副方电压在什么情况下才会高于空载值?

二、计算题

1. 两台变压器的数据如下:

第 I 台:1kVA, 240/120V, 归算到高压边短路阻抗为 $4\angle 60^\circ \Omega$ 。

第 II 台:1kVA, 120/24V, 归算到高压边短路阻抗为 $1\angle 60^\circ \Omega$ 。

现将它们按图 11 联接,再接于 240V 交流电源作连续降压,忽略励磁电流。

- (1) 所接负载为 $Z_L = 10 + j\sqrt{300}\Omega$, 求各级电压和电流的大小;
 (2) 若负载边短路, 求各级电压和电流。

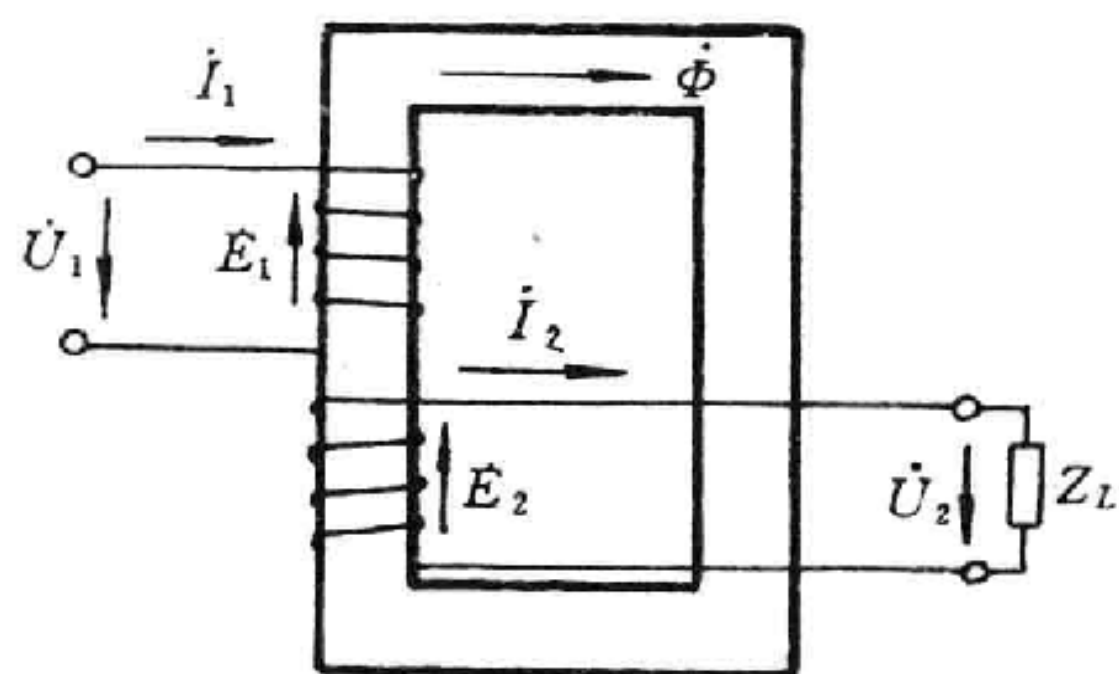


图 10

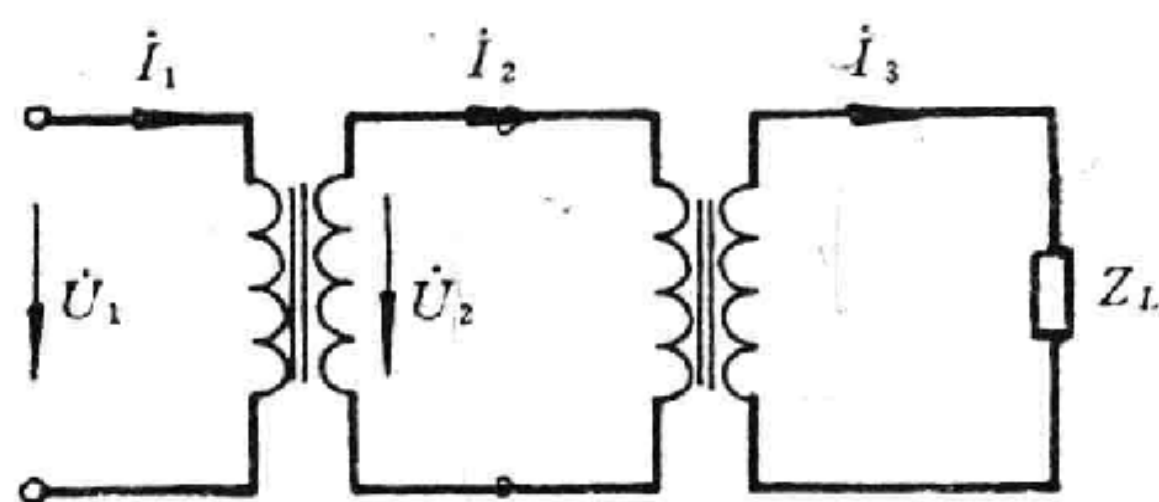
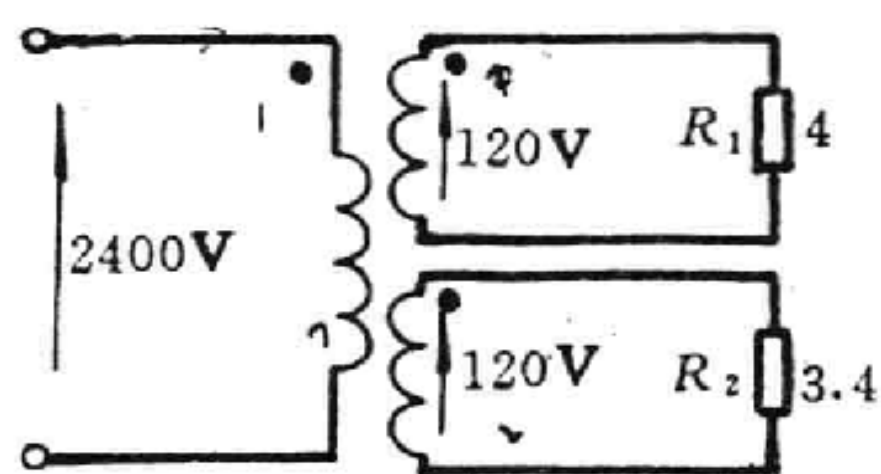
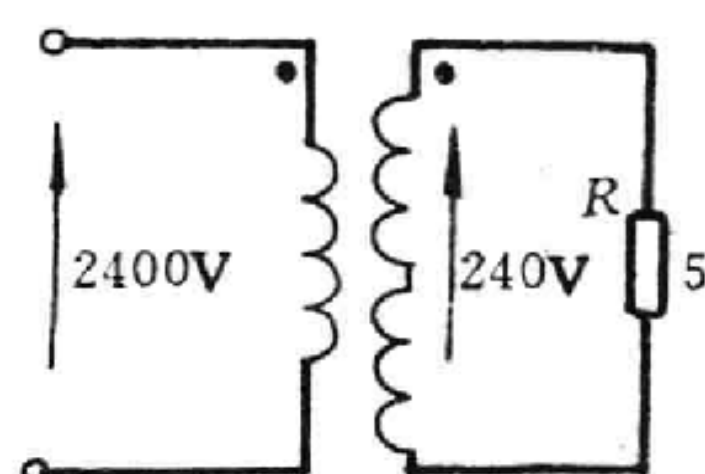


图 11

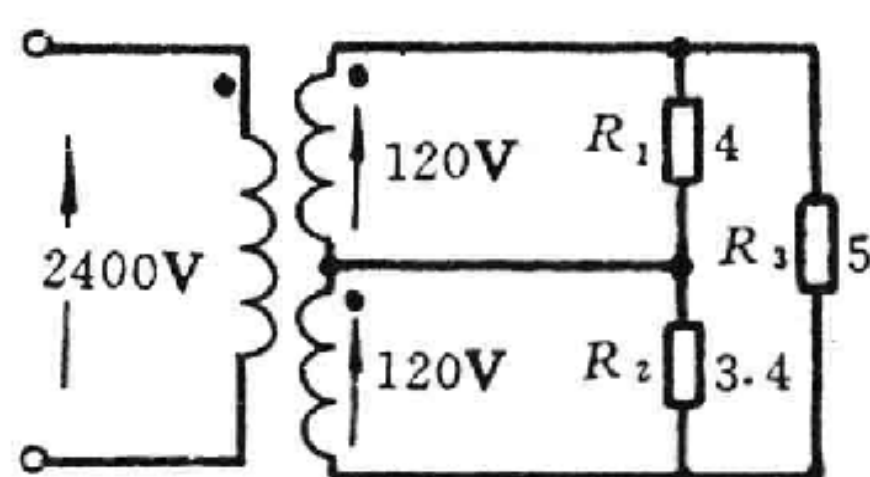
2. 一台 20kVA 的单相变压器, 原方额定电压 2400V, 副方有两个独立线圈, 分别按图 12 (a)、(b)、(c)、(d) 接负载, 其中箭头表示线圈两端的电压相量。试求 (a)、(b)、(c)、(d) 图各线圈中的电流值; (忽略漏阻抗和激磁电流, 图中负载电阻单位为欧姆)。



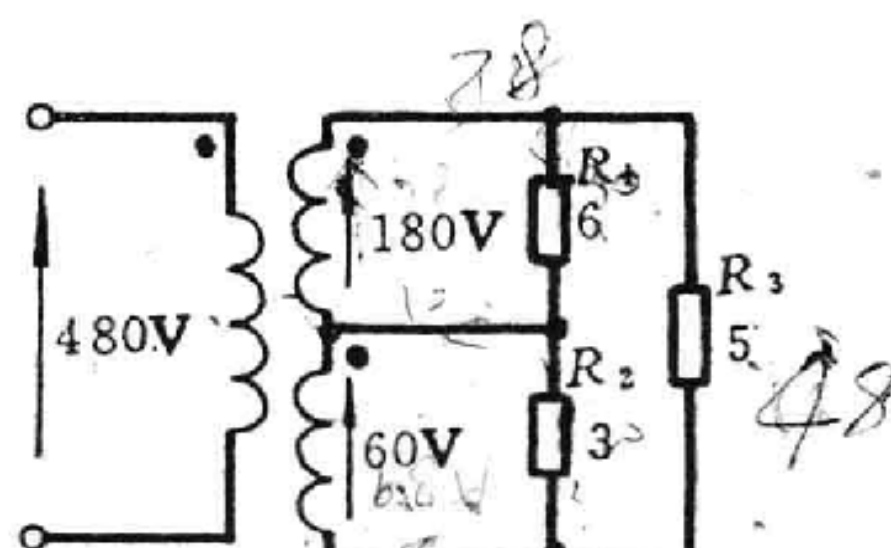
(a)



(b)



(c)



(d)

图 12

3. 变压器原、副边匝数比 $w_1/w_2 = 3.5/1.5$, 已知 $i_1 = 10\sin\omega t$ A, 写出图 13(a)、(b) 两种情况下副边电流 i_2 的表达式 (忽略激磁电流)。

4. Consider a transformer under idealized no-load relations when a 60-cycle sinusoidal voltage of 2400 volts is impressed on the high-voltage winding a voltage of 239 volts is induced in the secondary winding. The turns of two windings are 1000 and 100, respectively

- a) What are the maximum values of the mutual and leakage fluxes?
b) What percentage of the total flux is primary leakage flux?

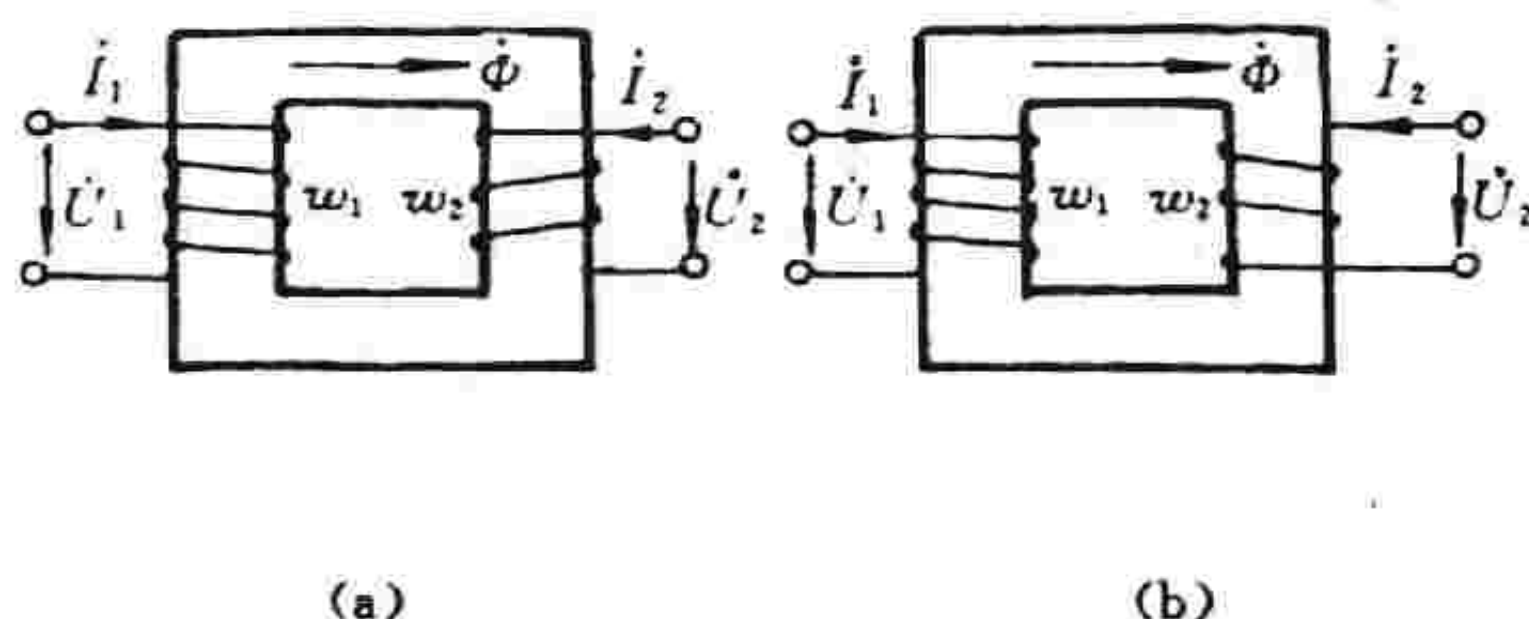


图 13

习题六 变压器的负载运行

一、思考题

1. 何谓标么值? 在变压器中如何选取基准值? 基准阻抗的物理含义是什么? 选额定值作为基值有什么好处? 工程上分析计算为什么常用标么值?
2. 变压器的电压调整率 $\Delta U(\%)$ 与阻抗电压 $u_k(\%)$ 有什么联系? 阻抗电压的大小决定于哪些因素? 其大小对变压器有何影响?
3. 一台额定频率 60Hz 的电力变压器, 接于 50Hz、电压为变压器额定电压的 5/6 倍的电网上运行, 试问此时变压器的磁路饱和程度、激磁电流、激磁电抗、漏电抗以及铁耗等的实际值和标么值与原设计值是否相同?
4. 铁耗和铜耗相等的变压器的效率最高, 但在设计时却常使铁耗远小于额定电流下的铜耗, 例如铁耗仅为铜耗的 1/3, 这是为什么?

二、计算题

1. 三相变压器的额定容量 $S_N = 750 \text{ kVA}$, 额定电压 $U_{1N}/U_{2N} = 10000/400 \text{ V}$, Y, d 接, 在低压边做空载试验的数据为: 电压 $U_{10} = 400 \text{ V}$, 电流 $I_0 = 65 \text{ A}$, 空载损耗 $p_0 = 3.7 \text{ kW}$ 。在高压边做短路实验的数据为: 电压 $U_{1K} = 450 \text{ V}$, 电流 $I_{1K} = 35 \text{ A}$, 短路损耗 $p_K = 7.5 \text{ kW}$ 。求变压器的参数, 画出 T 形等效电路(假设漏阻抗 $Z_1 = Z'_2$, 其中电阻 $r_1 = r'_2$ 和电抗 $x_1 = x'_2$, 实验时室温 $\theta = 25^\circ \text{C}$)。
2. 三相变压器的额定容量 $S_N = 5600 \text{ kVA}$, 额定电压 $U_{1N}/U_{2N} = 6000/3300 \text{ V}$, Y, d 接, 空载损耗 $p_0 = 18 \text{ kW}$ 和短路损耗 $p_{KN} = 56 \text{ kW}$, 求:
 - (1) 当输出电流 $I_2 = I_{2N}$, $\cos \varphi_2 = 0.8$ (滞后) 时的效率 η ;
 - (2) 效率最大时的负载系数 β 。
3. 一台三相变压器, $S_N = 20 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6/0.4 \text{ kV}$, 50Hz, $p_{KN} = 588 \text{ W}$, $u_K = 4\%$, Y, yn0 联结。
 - (1) 求短路参数及阻抗电压的有功和无功分量;
 - (2) 作满载且 $\cos \varphi_1 = 0.8$ (滞后) 时的简化相量图

(3) 计算按(2)运行时副方电压 U_2 及 $\cos\varphi_2$ 。

4. Given: a 50—kVA, 2400 : 240—V transformer feeding a load with a PF = 0.8 lagging, The load draws rated transformer secondary current.

Calculate: (1) the parameters of the equivalent circuit of the transformer, (2) the efficiency, and (3) the voltage regulation of the transformer. The energized sides of the transformer are instrumented. The readings are as follows:

The short-circuit measurements on the high-voltage side:

$$|E_{sc}| = 48V \quad |I_{sc}| = 20.8A \quad p_{sc} = 617W$$

The open-circuit measurements on the low-voltage side:

$$|E_{oc}| = 240V \quad |I_{oc}| = 5.41A \quad p_{oc} = 186W$$

习题七 三相变压器

1. 根据图 14 接线图, 按相量图定出联结组别;

2. 根据下列联结组别按相量图画出接线图:

(1) Y, y2

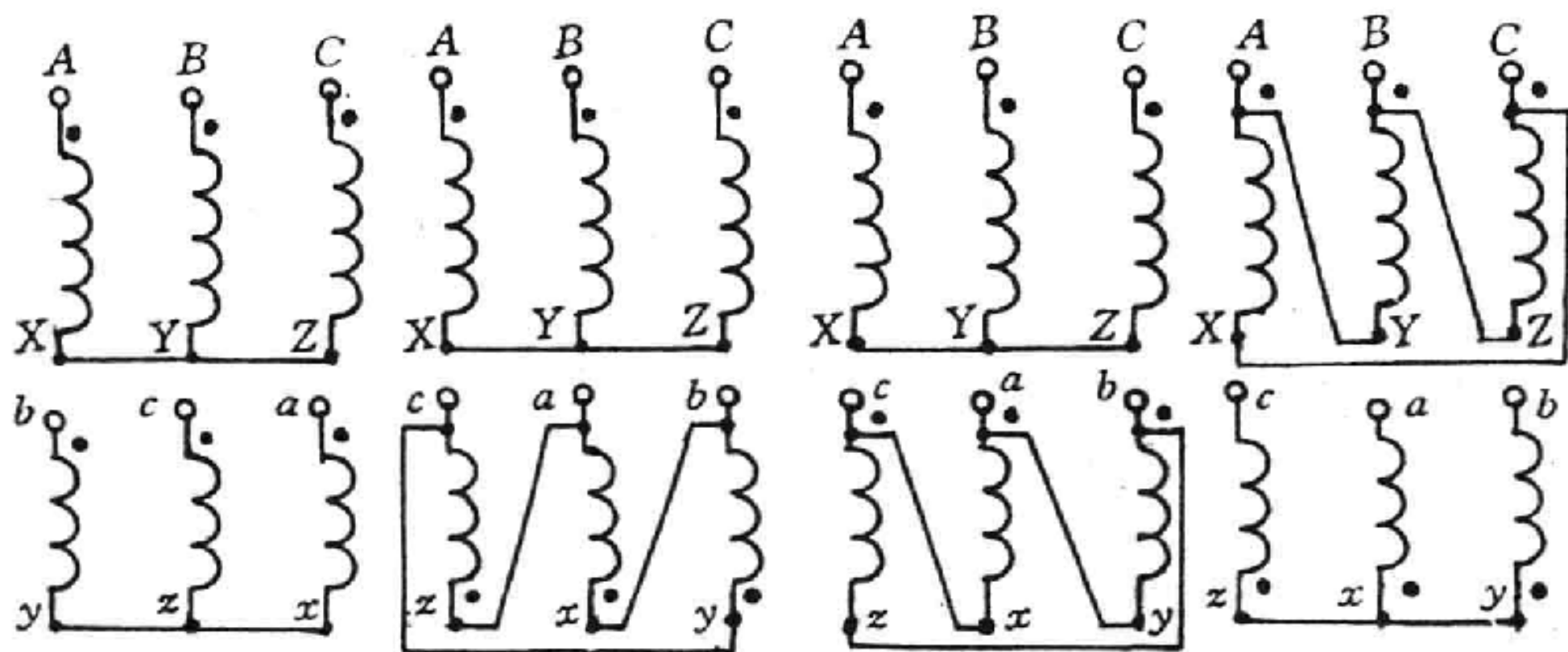
(2) Y, d5

(3) D, y1

(4) Y, y8

3. 设有一台 Y, d5 联结的三相铁心式变压器, 原方线电压与副方线电压之间的变比为 k , 设把原绕组的 A 点与副绕组的 a 点相接, 然后把外电源合闸。试证明在 Bb 间测得的电压为:

$$U_{Bb} = U_{ab} \sqrt{1 + \sqrt{3}k + k^2}$$



(a)

(b)

(c)

(d)

图 14

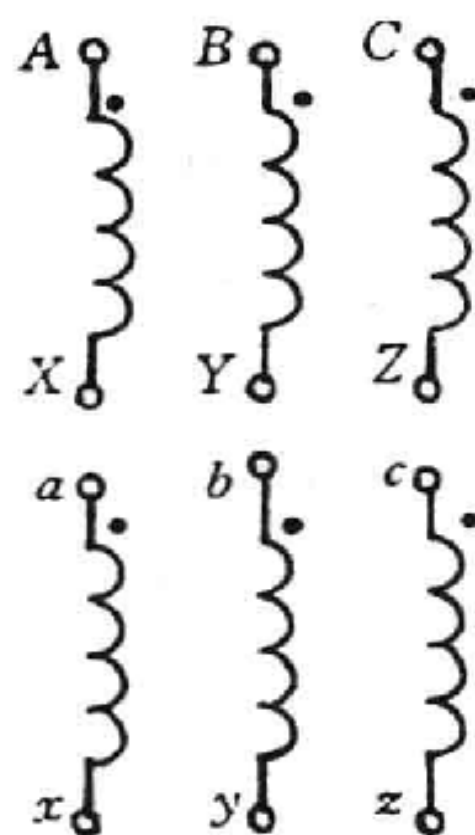


图 15

4. 设三相铁心式变压器的绕组标志如图 15, 现把原绕组接成星形, 副绕组接成三角形, 如每一铁柱上原、副绕组之间的变比为 k , 问线电压间的变比为多少? 由于副方各绕组联结的不同, 实际上可得两种不同的 Y, d 联结法, 试为每种联结法画出接线图, 并证明一种联结法为

Y,d11,另一种为Y,d1。

5. Y,d接法的三相变压器原边加上额定电压,将副边的三角接开路,用伏特计量测开口处的电压,再将三角形连接闭合,用安培计量测回路电流,试问在三相变压器组与三铁心柱变压器中各次量测电压,电流的大小有何不同?为什么?

6. Figure 16 shows a D,d bank of 2400:240-volt transformers. The secondaries ab, bc, ca have center taps p, q, r. Neglect leakage-impedance voltage drops, and assume rated primary impressed voltage. With secondary voltage V_{ab} as reference phasor draw a phasor diagram showing voltages ab, bc, ca, pq, qr, rp, ap, bp, cp. Find the magnitudes of these voltages.

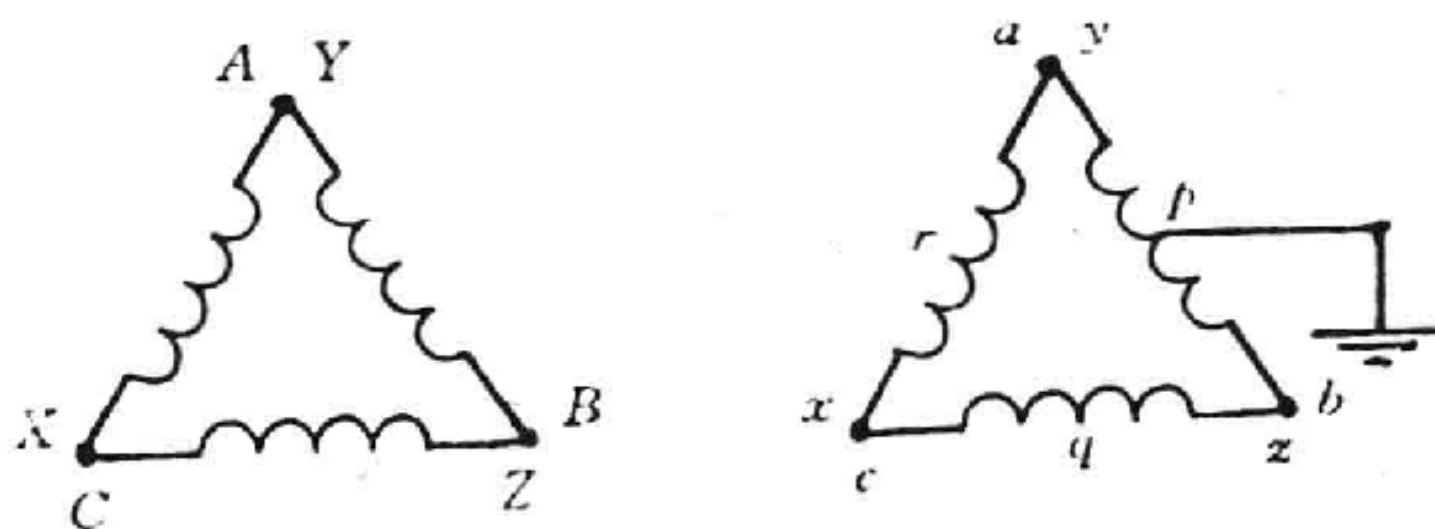


图16

习题八 三相变压器

一、思考题

1. 试述变压器的正序、负序、零序阻抗的物理意义?为什么变压器的正序阻抗和负序阻抗值相等?变压器零序阻抗的大小与什么因素有关?

2. 如何测定变压器的零序阻抗?若变压器线圈的接法和铁心结构如下,试分析零序阻抗的大小?

(1) 三相心式变压器, Y,y 联结;

(2) 三相变压器组, Y,y 联结;

(3) 三相变压器组, D,y 联结。

3. 为什么三相变压器组不宜采用 Y,yn 联结,而三相心式变压器却可以采用 Y,yn 联结?

二、计算题

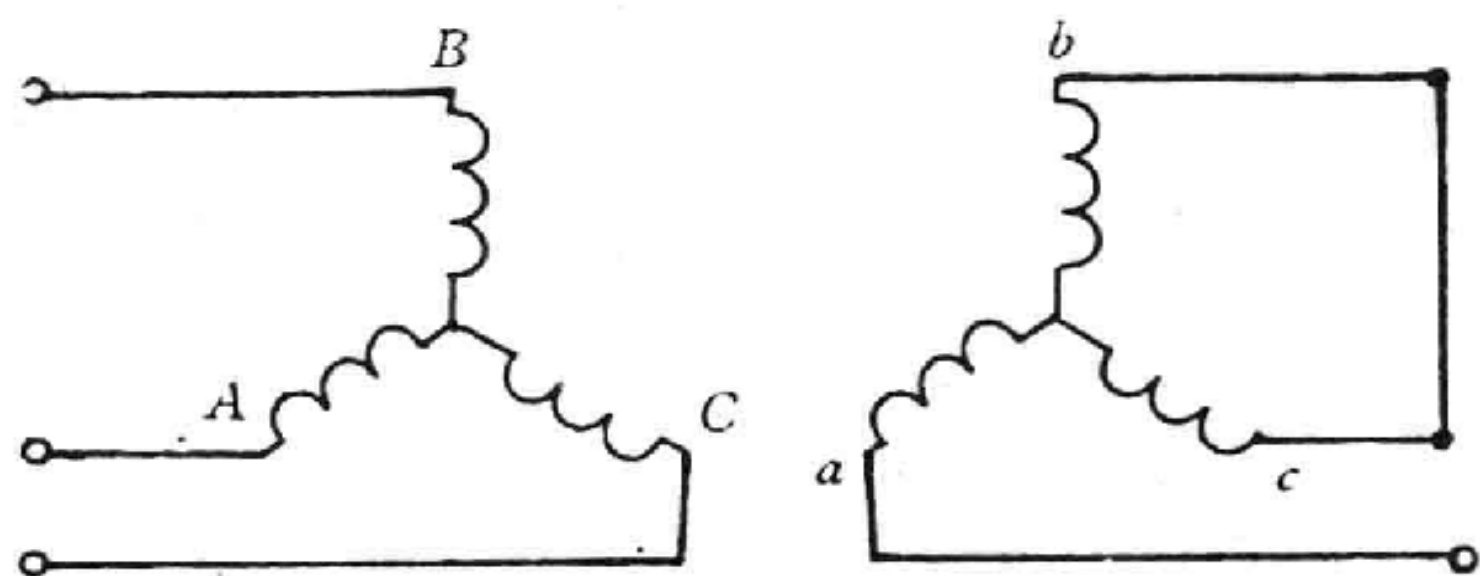


图17

和 c 之间短路,试求原副边每相电压与电流。(图17)

3. D,y1联结,已知原边对称电压 $\dot{U}_A^+, \dot{U}_B^+, \dot{U}_C^+$ 及参数。当低压边(副边) b 和 c 与其中点之

1. 将不对称系统分解成对称分量。已知:

(1) 三相不对称电流 $\dot{I}_A = 200\text{A}$, $\dot{I}_B = 200e^{-j150^\circ}\text{A}$, $\dot{I}_C = 180e^{-j240^\circ}\text{A}$;

(2) 三相不对称电压 $\dot{U}_A = 220\text{V}$, $\dot{U}_B = 220e^{-j120^\circ}\text{V}$, $\dot{U}_C = 0\text{V}$ 。

2. Y,yn0联结,已知原边对称线电压 $\dot{U}_A^+, \dot{U}_B^+, \dot{U}_C^+$ 及参数。当低压边 b

间短路,试求原副边的每相的电压与电流以及中线电流。(图18)。

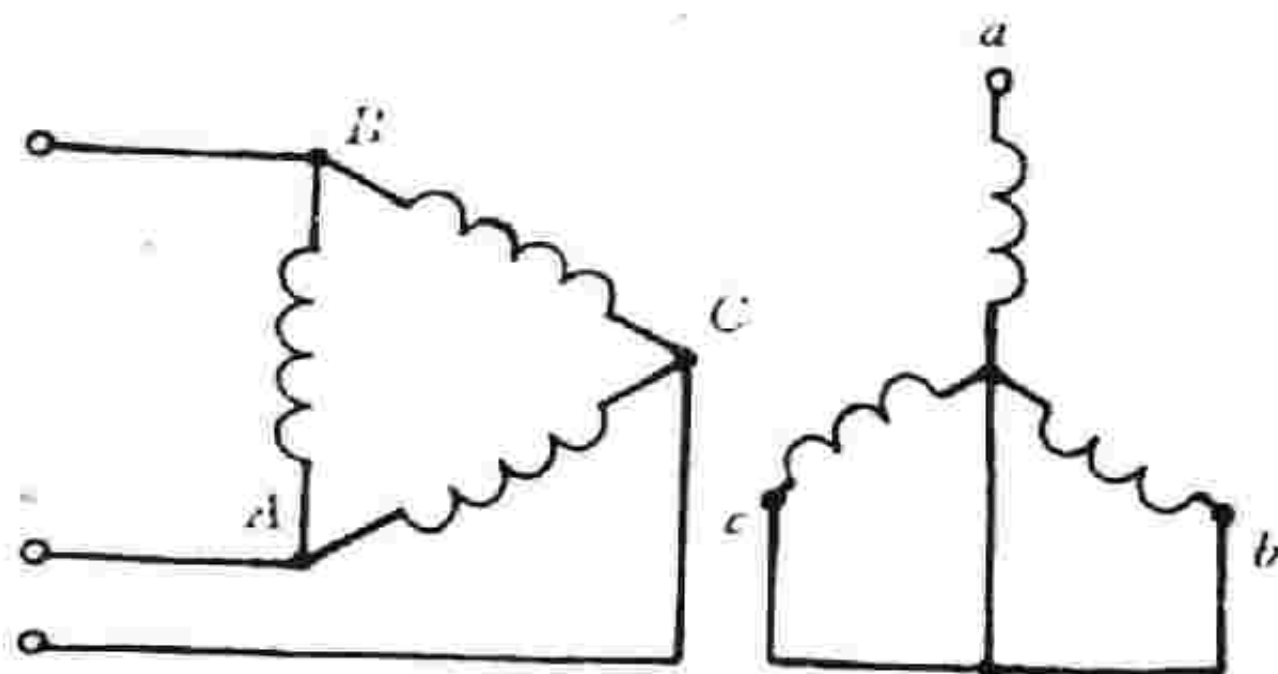


图18

4. A single-phase load is connected across one pair of terminals of the secondaries of a transformer bank the primaries of which are Y-connected and the secondaries Δ -connected. Draw the phaser diagram, showing the distribution of the current in the primary and secondary windings. Neglect the exciting current.

习题九 三绕组变压器和自耦变压器

一、思考题

1. 为什么三绕组变压器副边一个绕组的负载变化对另一个副绕组的端电压会产生影响?在升压变压器中,为什么把低压绕组放在高压与中压绕组之间,可以减小这种影响?
2. 三绕组变压器副边额定容量之和为什么可以比原边的大?
3. 三绕组变压器的两个副绕组均短路,原绕组接到额定电压的电源上。试问这时如何计算三个绕组的短路电流?
4. 自耦变压器的绕组容量(即计算容量)为什么小于变压器额定容量?容量是如何传递的?这种变压器最合适的变比范围是多大?
5. 与普通变压器相比,自耦变压器有哪些优缺点?
6. 使用电流互感器和电压互感器时,必须注意些什么?

二、计算题

1. 单相三绕组变压器电压为:高压侧100kV,中压侧20kV,低压侧10kV。在中压侧带上功率因数为0.8(滞后),10000kVA的负载,在低压侧带上6000kVA的进相无功功率(电容负载)时,求高压侧的电流(不考虑变压器的等效漏阻抗及激磁电流)。

2. 有一台三相变压器,铭牌数据为: $S_N = 31500\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 400/110\text{kV}$, Y, yn0联结, $u_K = 14.9\%$, 空载损耗 $p_0 = 105\text{kW}$, 短路损耗 $p_{KN} = 205\text{kW}$, 改装前后的线路如图19(a)(b)所示。求:

(1) 改为自耦变压器后的总容量 $S_{\Sigma N}$ 及电磁容量 $S_{\text{电磁}}$ 传导容量 $S_{\text{传导}}$, 改装后变压器增加了多少容量?

(2) 改为自耦变压器后,在额定负载及 $\cos\varphi_2 = 0.8$ (滞后)时,效率 $\eta_{\text{自}}$ 比未改前提高了多

少?

(3) 改为自耦变压器后, 在额定电压时稳态短路电流是改装前的稳态短路电流(也是在额定电压下)多少倍? 上述的改装前后稳态短路电流各为其额定电流的多少倍?

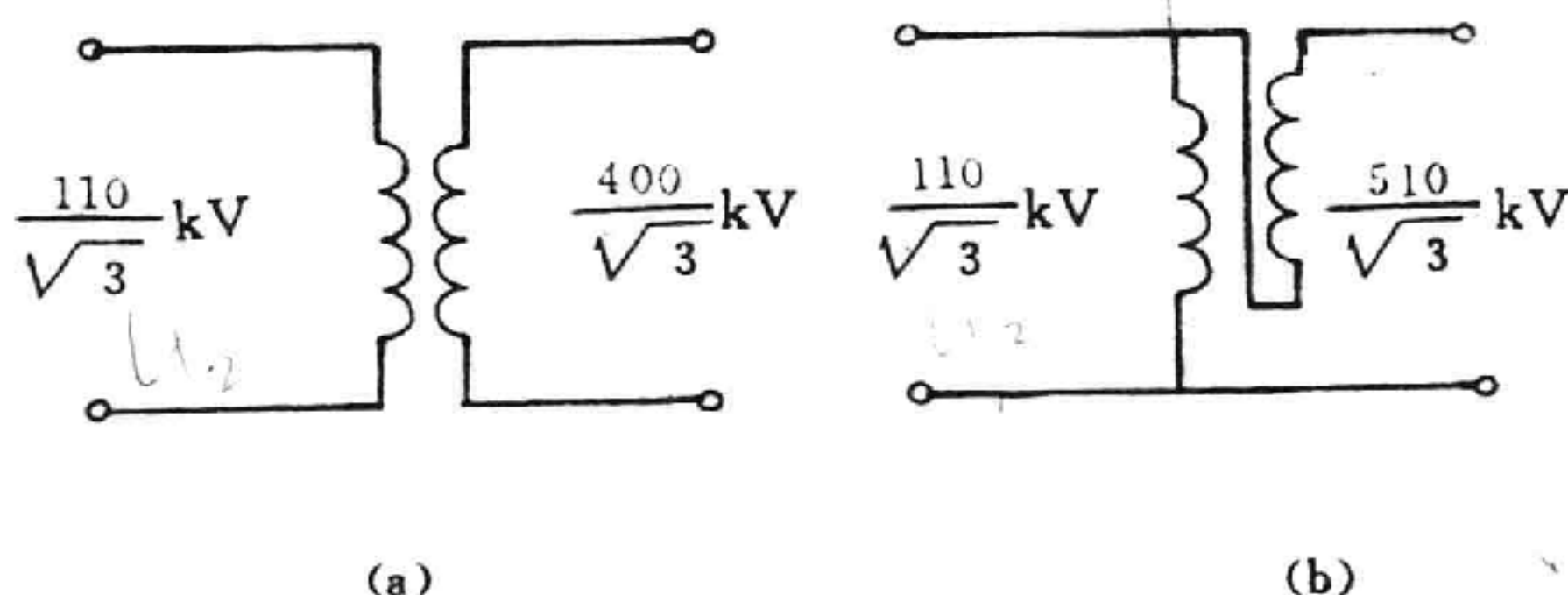


图19

3. For testing equipment with high voltage and current ratings instrument transformers normally are used to step down actual quantities and allow reading on 150—V and 5—A meters. For the short circuit test on a transformer, the connection of instruments and instrument transformers is shown in Fig 20. The turns ratio of the potential transformer (PT) is 10 : 1 and the current transformer (CT) is 150 : 1. The instrument readings during the test conducted on the primary side are 105.8 V, 4.9 A, and 33.3 W. Find (equivalent impedance on the primary side) R_{ep} and X_{ep} .

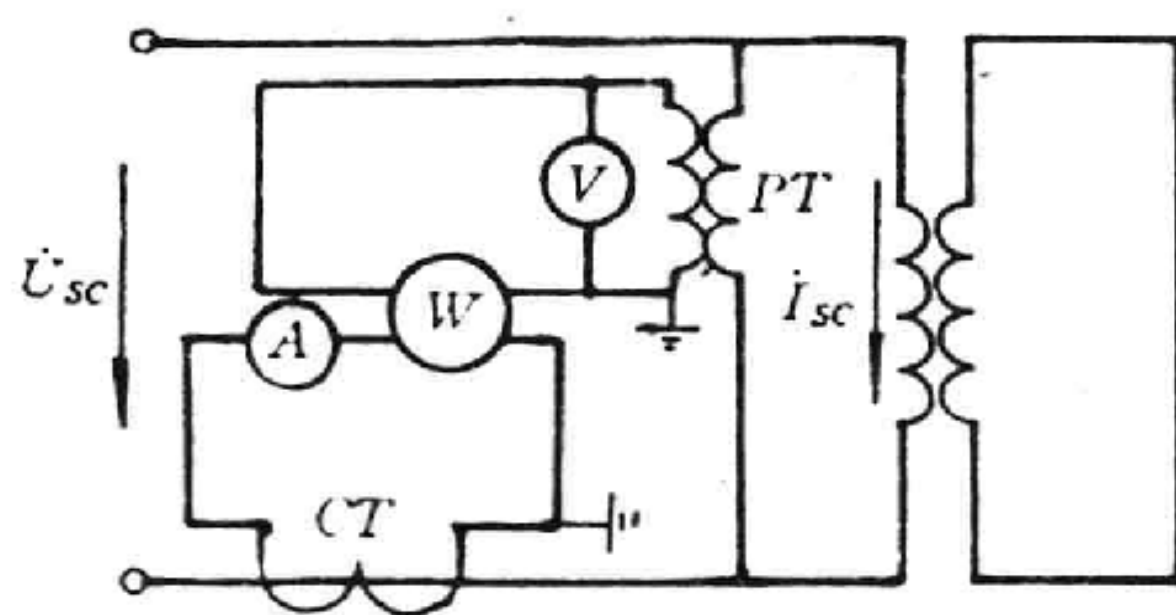


图20

习题十 变压器的并联运行

一、思考题

1. 并联运行的变压器, 若短路阻抗的标么值或变比不相等, 试问将会出现什么情况? 如果各变压器的容量不相等, 那么以上二量对容量大些的变压器, 是大些还是小些好? 为什么?

2. 两台三相变压器组并联运行。由于原边输电线电压升高一倍(由3300V 升为6600V), 为了临时供电, 利用两台原有变压器, 将原边绕组串联, 接到输电线上, 副边仍并联供电。如两台

变压器的激磁电流相差一倍,副边并联时是否会出现很大的平衡电流?为什么?

3. 两台三相变压器,组号分别为 Y,d11和 Y,d5,变比相等,试问能否经过适当改变标号进行并联运行。若可行,应如何改变其标号。(内部接线不改)

二、计算题

1. 如图21所示,将一台 Y,y 联结的三相心式变压器和一台 Y,d 联结的三相心式变压器高压边接到同一电网上,线电压比均为6000/400V,试问:

(1) 这两台变压器各是什么联结组号?

(2) 如将两台变压器的副边 a 和 a' 端点连在一起,试问 bb' 和 cc' 端电压各为多少伏?

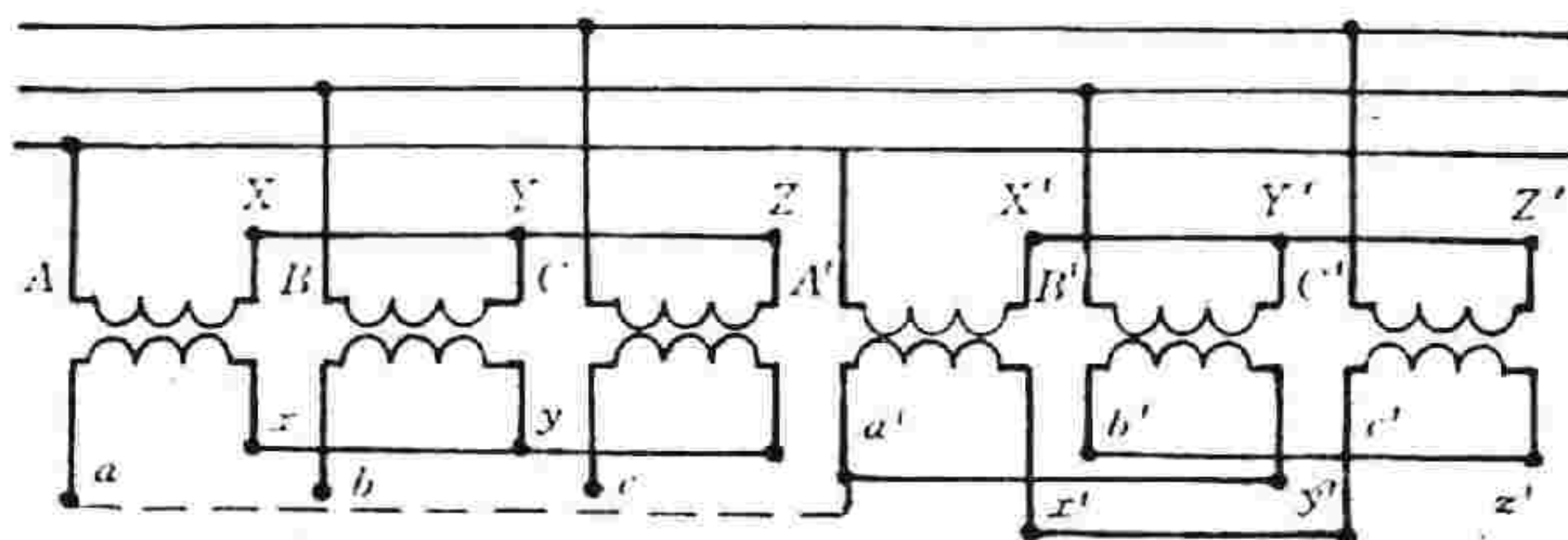


图21

2. 某变电所共有三台变压器,其数据如下:

(a) $S_N = 3200 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.3 \text{ kV}$, $u_k = 6.9\%$ 。

(b) $S_N = 5600 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.3 \text{ kV}$, $u_k = 7.5\%$ 。

(c) $S_N = 3200 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.3 \text{ kV}$, $u_k = 7.6\%$ 。

变压器均为 Y,yn0 联结,求:

(1) 变压器 a 与变压器 b 并联输出总负载为8000kVA 时,每台变压器分担多少负载?

(2) 三台变压器一起并联时,求输出最大总负载?注意不许任何一台变压器过载。

3. 某工厂由于生产发展,用电量由500kVA 增为800kVA。原有变压器 $S_N = 560 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400 \text{ V}$, Y,yn0 联结, $u_k = 6.5\%$, 今有三台备用变压器数据如下:

(a) $S_N = 320 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400 \text{ V}$, Y,yn0 联结, $u_k = 5\%$;

(b) $S_N = 240 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400 \text{ V}$, Y,yn4 联结, $u_k = 6.5\%$;

(c) $S_N = 320 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/440 \text{ V}$, Y,yn0 联结, $u_k = 6.5\%$ 。

试计算说明在不允许变压器过载情况下,选哪一台运行恰当?如负载增加后需用三台变压器并联运行,选两台变比相等的与已有的一台并联运行,问最大总负载容量可能是多少?哪一台变压器最先满载?

4. A bank of three transformers with primaries in Δ and secondaries in Y, is connected between a 10,000-volt transmission line and a 400-volt distribution circuit. Another similar bank steps down from 10,000-volts to 2,000 Volts and the 2,000-volt terminals are connected to another similar D-y bank which steps down from 2,000 to 400 volts. If two similarly placed terminals of the two 400-volt line are connected, what potential difference

will exist between the correspondingly placed terminals of the other pair of terminals? These 3-phase transformers connected group number is D,y11.

Illustrate by means of a phasor diagram.

Ⅲ 同 步 电 机

习题十一 交流绕组的电动势

一、思考题

1. 同步电机转子表面气隙磁密分布的波形是怎样的? 转子表面某一点的气隙磁密大小随时间变化吗? 定子表面某一点的气隙磁密随时间变化吗?

2. 定子表面在空间相距 α 电角度的两根导体, 它们的感应电动势大小与相位有何关系?

二、计算题

1. 试求一台 $f=50\text{Hz}$, $n=3000\text{r/min}$ 的汽轮发电机的极数为多少? 一台 $f=50\text{Hz}$, $2p=110$ 的水轮发电机的转速为多少?

2. 已知图 22 所示同步电机的气隙磁密分布为:

$$b_g = \sum B_{g\nu} \sin \nu \alpha \quad \nu = 1, 3, 5, \dots$$

导体的有效长度为 l , 切割磁通的线速度为 v , 求:

(1) 在 $t=0$ 时, 处于坐标原点的导体及离坐标原点为 α_1 处的导体中感应电动势随时间变化的表达式 $e_0=f(t)$ 及 $e_1=f(t)$;

(2) 分别画出两导体中的基波电动势相量及三次谐波电动势相量。

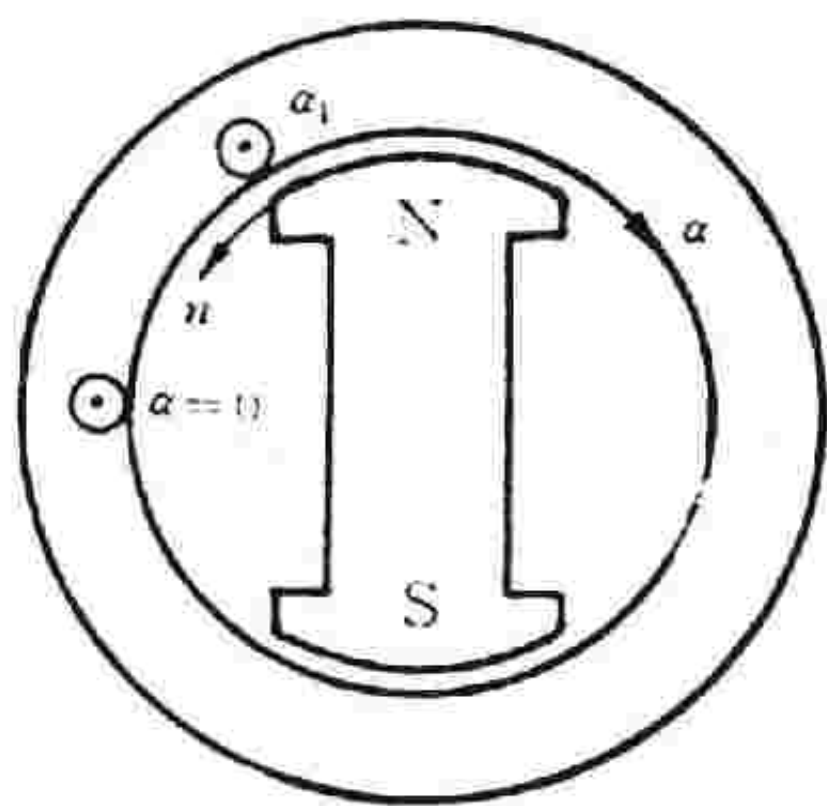


图22

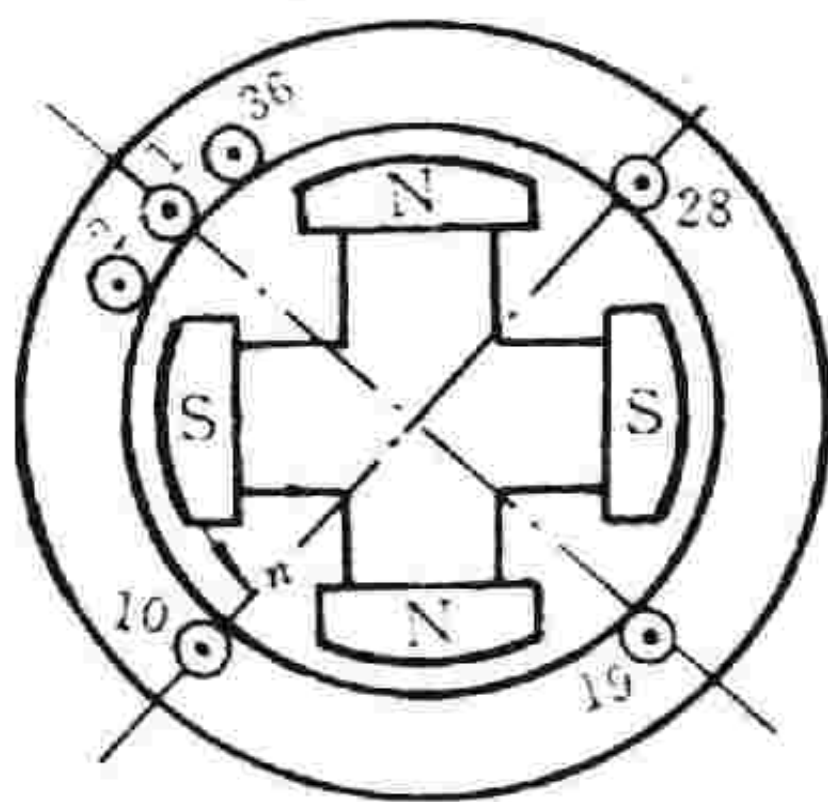


图23

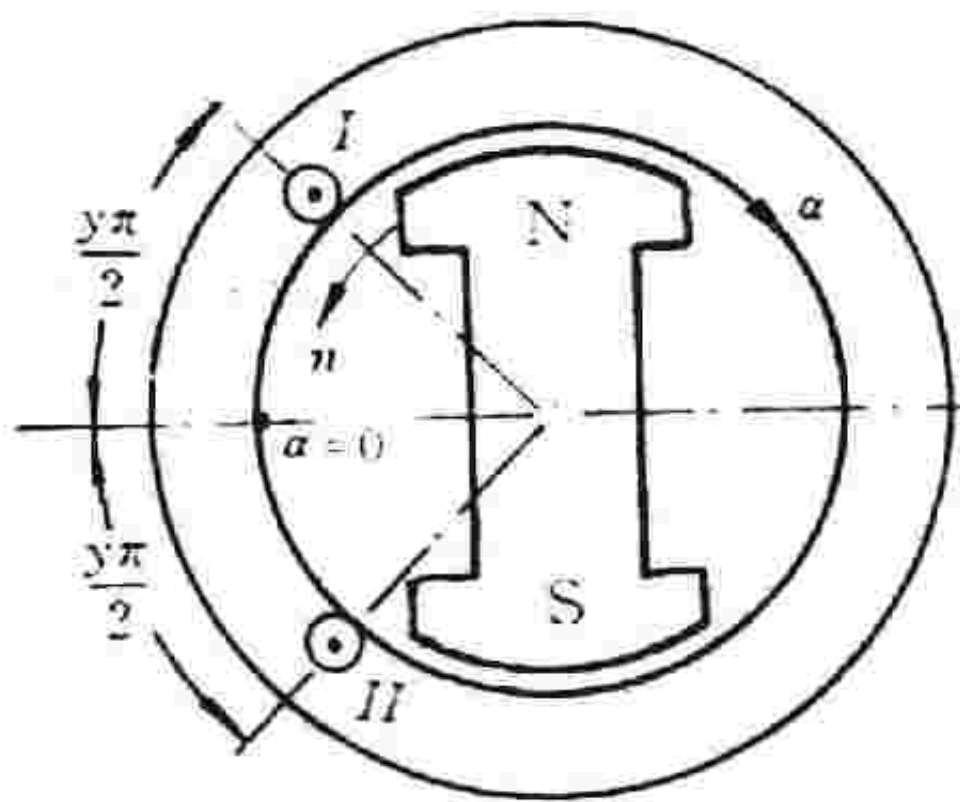


图24

3. 有一台同步发电机, 定子槽数 $Z=36$, 极数 $2p=4$, 如图 23 所示, 若已知第一槽中导体感应电动势基波瞬时值为 $e_{1\text{槽}} = E_{1\text{m}} \sin \omega t$, 分别写出第 2 槽, 第 10 槽, 第 19 槽, 28 槽和第 36 槽中导体感应电动势基波瞬时值的表达式, 并画出相应的基波电动势相量。

4. 已知条件同第 2 题, 求:

(1) $t=0$ 时, 离坐标原点为 $(+\frac{y\pi}{2})$ 电角度的导体 I 中感应电动势 $e_I = f(t)$ 的表达式, 及离坐标原点为 $(-\frac{y\pi}{2})$ 的导体 II 中感应电动势 $e_{II} = f(t)$ 的表达式 (见图 24)。

(2)把导体 I 和 II 组成一匝线圈,写出 $e_T = f(t)$ 。

(3)画出导体、线匝基波电动势相量图。

5. 试由 $e = -\frac{d\psi}{dt}$ 导出上题一匝线圈的基波电动势 e_{T1} 的表达式。

习题十二 交流绕组及其电动势

一、思考题

1. 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?

2. 试述双层绕组的优点,为什么现代大、中型交流电机大多采用双层绕组?

3. 同步发电机中采用分布和短距绕组为什么能减少或消除电动势中的高次谐波?为了消除电动势中的5次或7次谐波,绕组的节距应选为多少?为什么分布因数总小于1,节距因数呢?节距 $y_1 > \tau$ 的绕组的节距因数会不会大于1?

4. 为什么相带 A 与相带 X 的线圈串联时必须反向连接,不这样会引起什么后果?

二、计算题

1. 已知一个线圈的两个边感应的基波电动势分别为 $E_1 \angle 0^\circ$ 和 $E_1 \angle 150^\circ \text{V}$,求这个线圈的基波节距因数和基波电动势大小。

2. 一交流绕组 $Z=36, 2p=4, m=3, a=2, w_c=100$ 匝,单层绕组,定子内径 $D=15\text{cm}$,铁心长 $l=10\text{cm}$,Y 接法, $f=50\text{Hz}$,气隙磁密分布为 $b_g = \sin\alpha + 0.3\sin3\alpha + 0.2\sin5\alpha \text{ Wb/m}^2$ 。

(1)作出绕组展开图(交叉式);

(2)求每根导体电动势的瞬时值表达式;

(3)求一相绕组(A相)电动势瞬时值表达式;

(4)求相电动势和线电动势的有效值。

3. 有一三相同步发电机 $2p=2, 3000\text{r/min}$,电枢的总槽数 $Z=30$,绕组为双层绕组,每相的总串联匝数 $w_1=20$,气隙基波磁通 $\Phi_1=1.505\text{Wb}$,试求:

(1)基波电动势频率、整距时基波的绕组因数和相电动势?

(2)整距时五次谐波的绕组因数;

(3)如要消除五次谐波,绕组节距应选为多少?此时基波电动势变为多少?

(4)作出消除五次谐波电动势的绕组展开图。

4. 已知相数 $m=3$,极对数 $p=2$,每极每相槽数 $q=1$,线圈节距为整距。

(1)画出并联支路数 $a=1, 2$ 和 4 三种情况的双层绕组展开图;

(2)若每槽有两根导线,每根导线产生一伏的基波电动势(有效值)以上的绕组每相能产生多大的基波电动势。

(3)五次谐波磁密在每根导线上感应 0.2V (有效值)电动势,以上绕组每相能产生多大的五次谐波电动势。

5. A three phase synchronous generator has 12 poles, 144 slots, and 144 eight-turn coils. It is driven at a speed of 600 r/min . The coil span is 10 slots. Rotor flux is 0.026 wb/pole . Find:

(a) frequency, (b) number of coil per phase belts, (c) number of series turns per phase, (d) k_{q1} (w) k_{y1} , (f) winding factor k_{w1} , (g) generated voltage per phase, and (h) v_o , the open—

circuit terminal voltage if the phases are wye-connected.

习题十三 交流绕组的磁动势

一、思考题

1. 为什么说交流绕组所产生的磁动势既是空间函数, 又是时间函数, 试用单相整距集中绕组的磁动势来说明。

2. 磁动势相加为什么能用矢量来运算, 有什么条件?

3. 单相交流绕组的磁动势具有哪些性质?

二、计算题

1. 一台两极电机中一个100匝的整距线圈。

(1) 若通入正弦电流 $i = \sqrt{2} 5 \sin \omega t$ A, 试求出基波和三次谐波脉振磁动势的幅值;

(2) 若通入一平顶波形的交流电流, 其中除了有 $i_1 = \sqrt{2} 5 \sin \omega t$ A 的基波电流外, 还有一个幅值为基波幅值的 $\frac{1}{3}$ 的三次谐波电流。试写出这个平顶波电流所产生的基波和三次谐波脉振磁动势的表达式。并说明三次谐波电流能否产生基波磁动势。

(3) 若通入5安的直流电, 此时产生的磁动势的性质如何? 这时基波的三次谐波磁动势幅值又各为多少?

2. 有一台四极单相电机, 定子上有24槽, 在16个槽中嵌了单层线圈, 每个线圈80匝, 这些线圈全部串联成一条支路, 今通入60Hz 正弦交流电 $i_c = \sqrt{2} 2 \sin \omega t$ A,

(1) 试求每极脉振磁动势的最大振幅;

(2) 若把它分解成两个旋转磁动势, 试求每一旋转磁动势的幅值和转速?

习题十四 交流绕组的磁动势

一、思考题

1. 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性质的磁动势?

2. 如不考虑谐波分量。在任一瞬间, 脉振磁动势的空间分布是怎样的? 圆形旋转磁动势的空间分布是怎样的? 椭圆形旋转磁动势的空间分布是怎样的? 如仅观察一瞬间, 能否区别该磁势系脉振磁动势、圆形旋转磁动势或椭圆形旋转磁动势?

3. 试比较单相交流绕组和三相交流绕组所产生的基波磁动势的性质有何主要区别(幅值大小、幅值位置、极对数、转速、转向)。

4. 试从推导过程的物理意义说明三相合成磁动势幅值公式

$$F_m = \left(\frac{1}{\nu}\right) \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{4}{\pi}\right) \left(\frac{w_1}{2p}\right) (\sqrt{2} I) (k_w)$$

括号中每项代表的意义。

二、用解析法或矢量分析法分析如下习题

1. 把三个线圈 A—X、B—Y 和 C—Z 叠在起, 如图25所示。分别在 A—X 线圈里通入电流 $i_a = \sqrt{2} I \sin \omega t$ A, 在 B—Y 线圈里通入电流为 $i_b = \sqrt{2} I \sin(\omega t - 120^\circ)$ A, 在 C—Z 线圈里通入电流 $i_c = \sqrt{2} I \sin(\omega t - 240^\circ)$ A, 求三相合成的基波和三次谐波磁动势。

2. 在图26所示的三相对称绕组里, 通以电流为 $i_a=i_b=i_c=\sqrt{2} I \sin \omega t A$ 时, 求三相合成的基波和三次谐波磁动势。

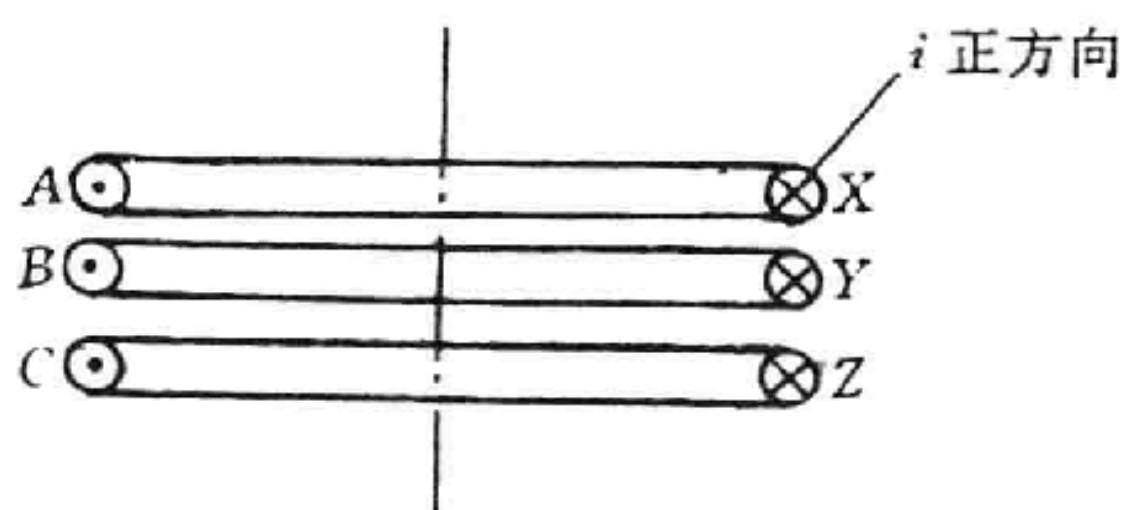


图25

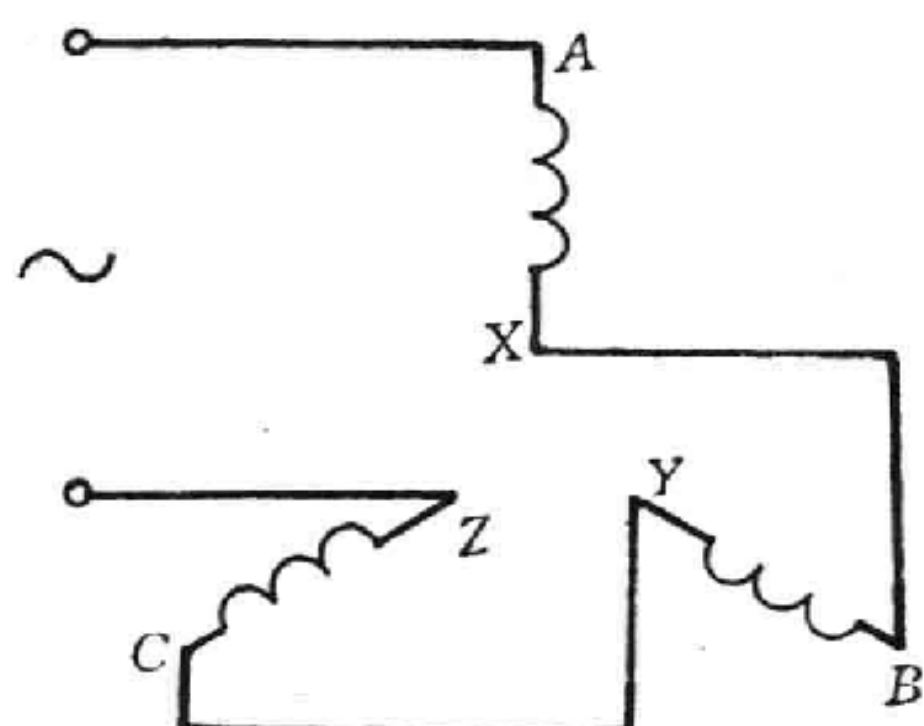


图26

3. 在空间位置互差 90° 电角度的两相绕组, 它们的匝数又彼此相等, 如图27所示。

(1) 若通以电流 $i_a=i_b=\sqrt{2} I \sin \omega t A$, 求两相合成的基波磁动势和三次谐波磁动势;

(2) 若通以 $i_a=\sqrt{2} I \sin \omega t A$ 和 $i_b=\sqrt{2} I \sin (\omega t-\frac{\pi}{2}) A$ 时, 求两相合成的基波和三次谐波磁动势。

4. 两个绕组在空间相距 120° 电角度, 它们的匝数彼此相等, 如图28所示。已知 $A-X$ 绕组里流过的电流为 $i_a=\sqrt{2} I \sin \omega t$, 问 $B-Y$ 绕组里流过的电流 i_b 是多少才能产生图所示的旋转磁动势(没有反转磁动势)。

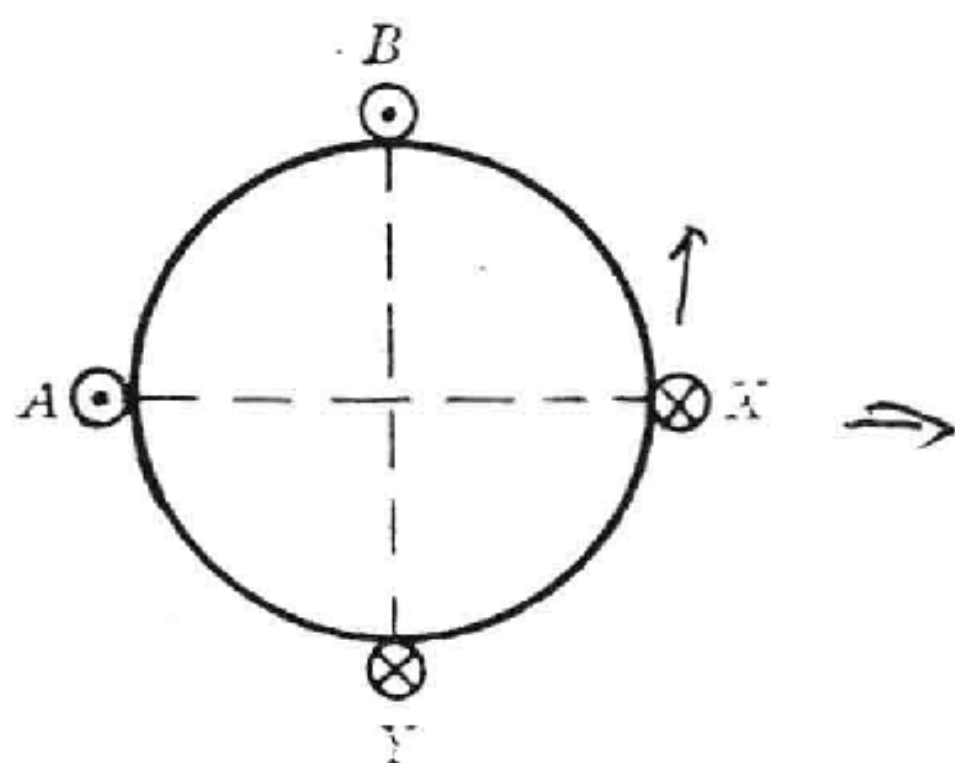


图27

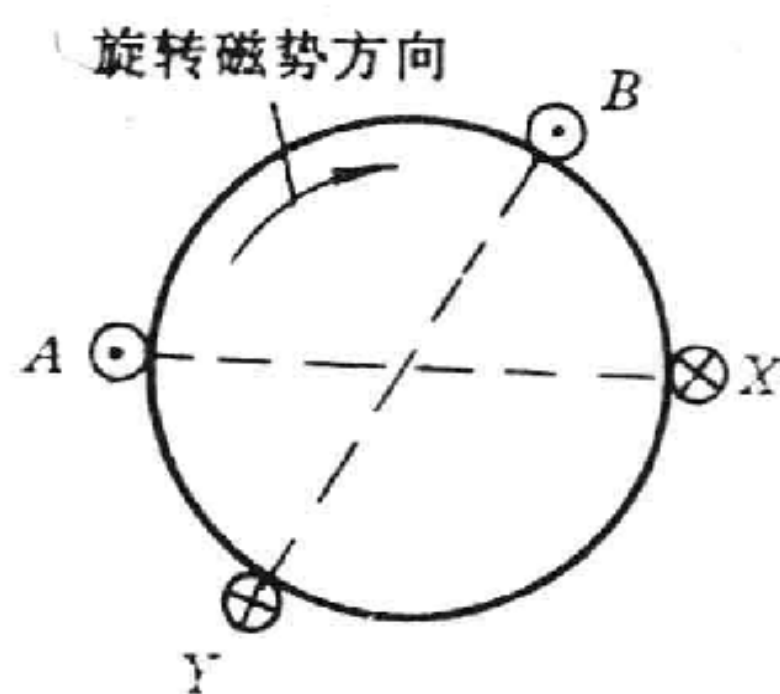


图28

5. 一台三相电机, 定子绕组 Y 接, 接到三相对称的电源工作。由于某种原因使 C 相断线, 问这时电机的定子三相合成基波磁动势的性质。

习题十五 交流绕组的磁动势

一、思考题

1. 产生旋转磁动势和圆形旋转磁动势的条件有哪些?

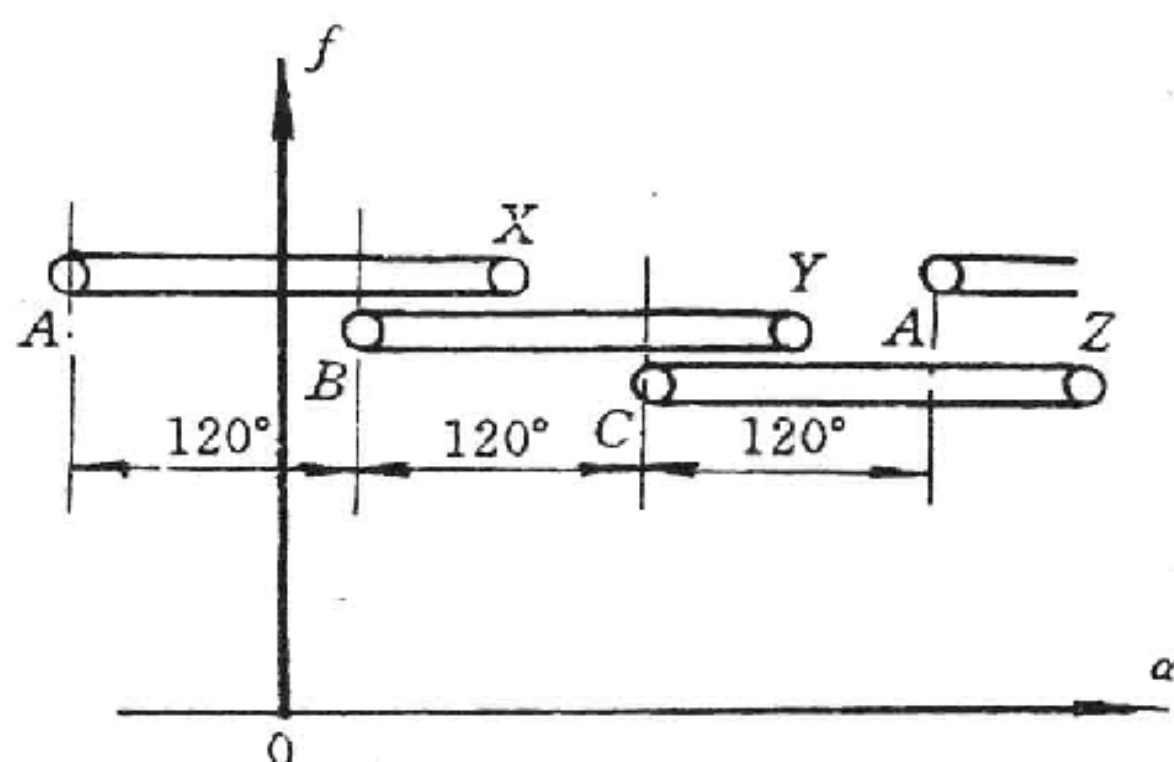
2. 不计谐波磁场时, 椭圆形旋转磁场是气隙磁场的最普遍形式, 试述在什么情况下, 椭圆

形旋转磁场将演化成圆形旋转磁场?在什么条件下,椭圆形旋转磁场将演化为脉振磁场?

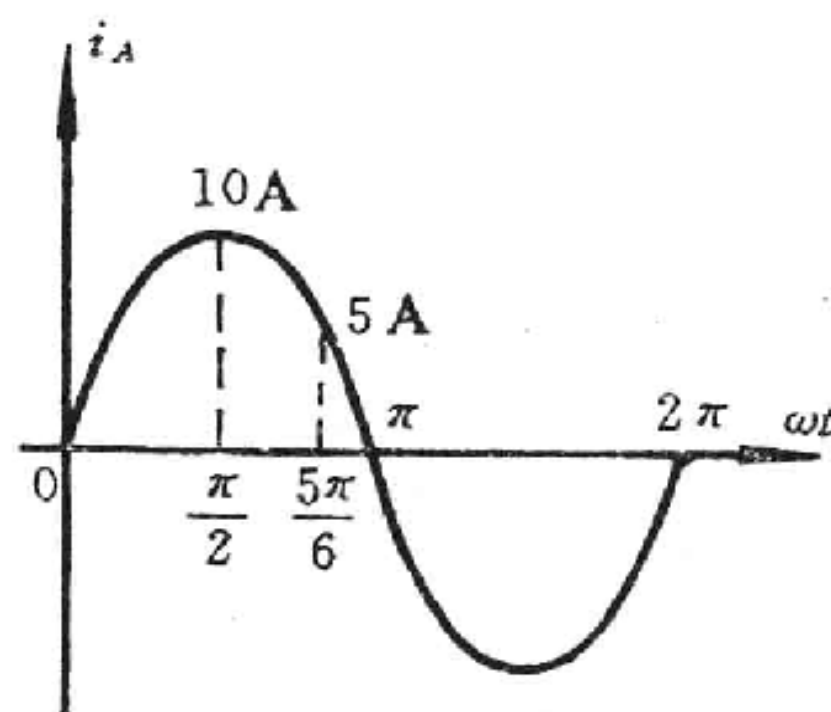
3. 交流电机漏抗的物理意义是什么?电机槽漏磁、端接漏磁和谐波漏磁的主要区别如何?

二、作图计算题

1. 用三个等值线圈 $A-X$ 、 $B-Y$ 和 $C-Z$ 代表的三相绕组,如图29(a)所示,现通以电流 $i_a = 10\sin\omega t\text{A}$, $i_b = 10\sin(\omega t - 120^\circ)\text{A}$ 和 $i_c = 10\sin(\omega t - 240^\circ)\text{A}$ 。



(a)



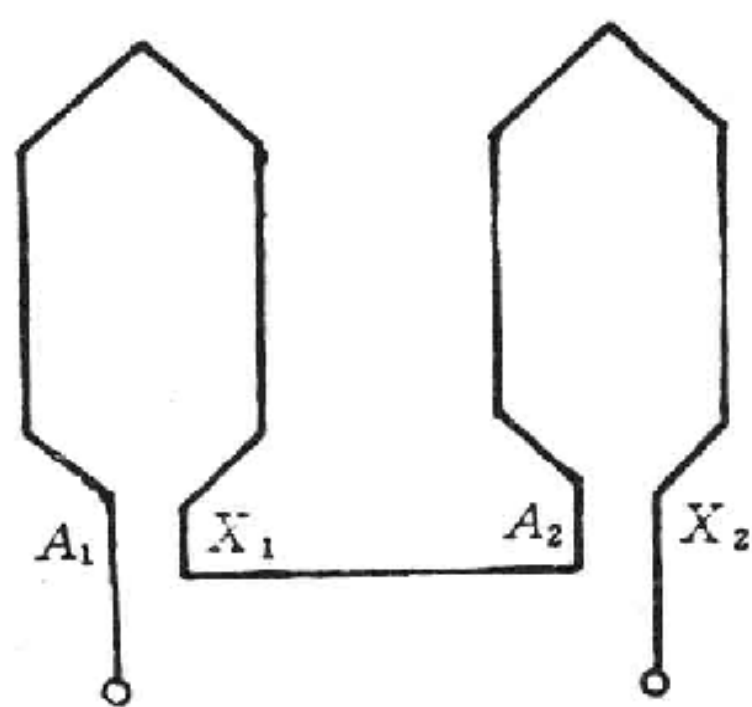
(b)

图29

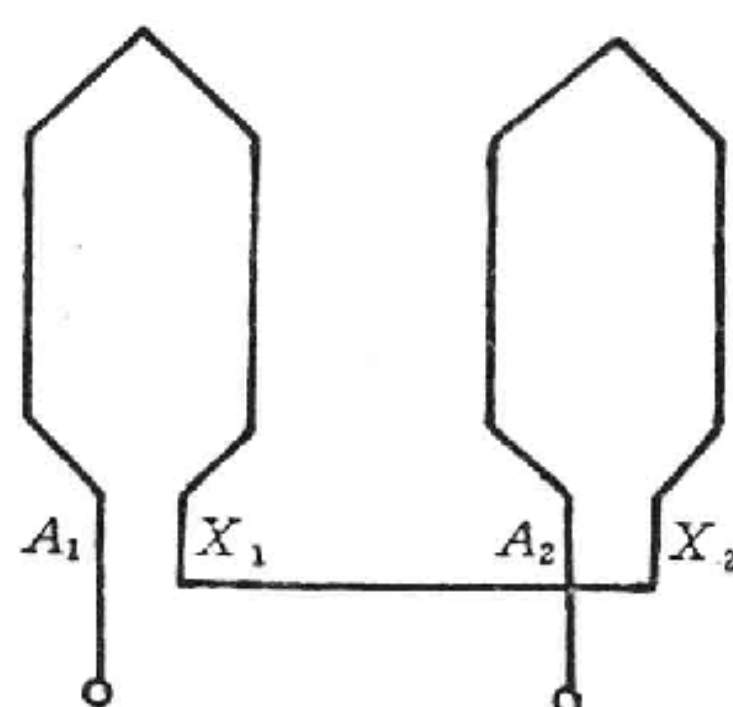
(1) 当 $i_A = 10\text{A}$ 时,在图 a 坐标上画出三相合成基波磁动势波形;

(2) 当 $i_A = 5\text{A}$ (如图 b 所示)时,在图 a 坐标上画出三相合成基波磁动势波形。

2. 一台极对数 $p=2$ 的三相同步电机,定子上的 A 相绕组如图30(a)。今在此绕组里通入单相电流,问产生的基波磁动势为几对极?如果把其中的一线圈反接,如图30(b)所示,再通入单相电流,问产生的基波磁动势为几对极?(可以根据磁动势积分法作出磁动势波形,然后决定极对数)。



(a)



(b)

图30

3. 有一台两极隐极式同步发电机,转子上共有20个槽,放置单层同心式绕组,如图31所示,每个线圈有10匝,线圈全部串联。试求:

(1) 当直流励磁电流 $I_f = 150\text{A}$ 时的磁动势分布曲线;

(2) 每极磁动势的幅值;它的基波幅值和它的三次谐波幅值。

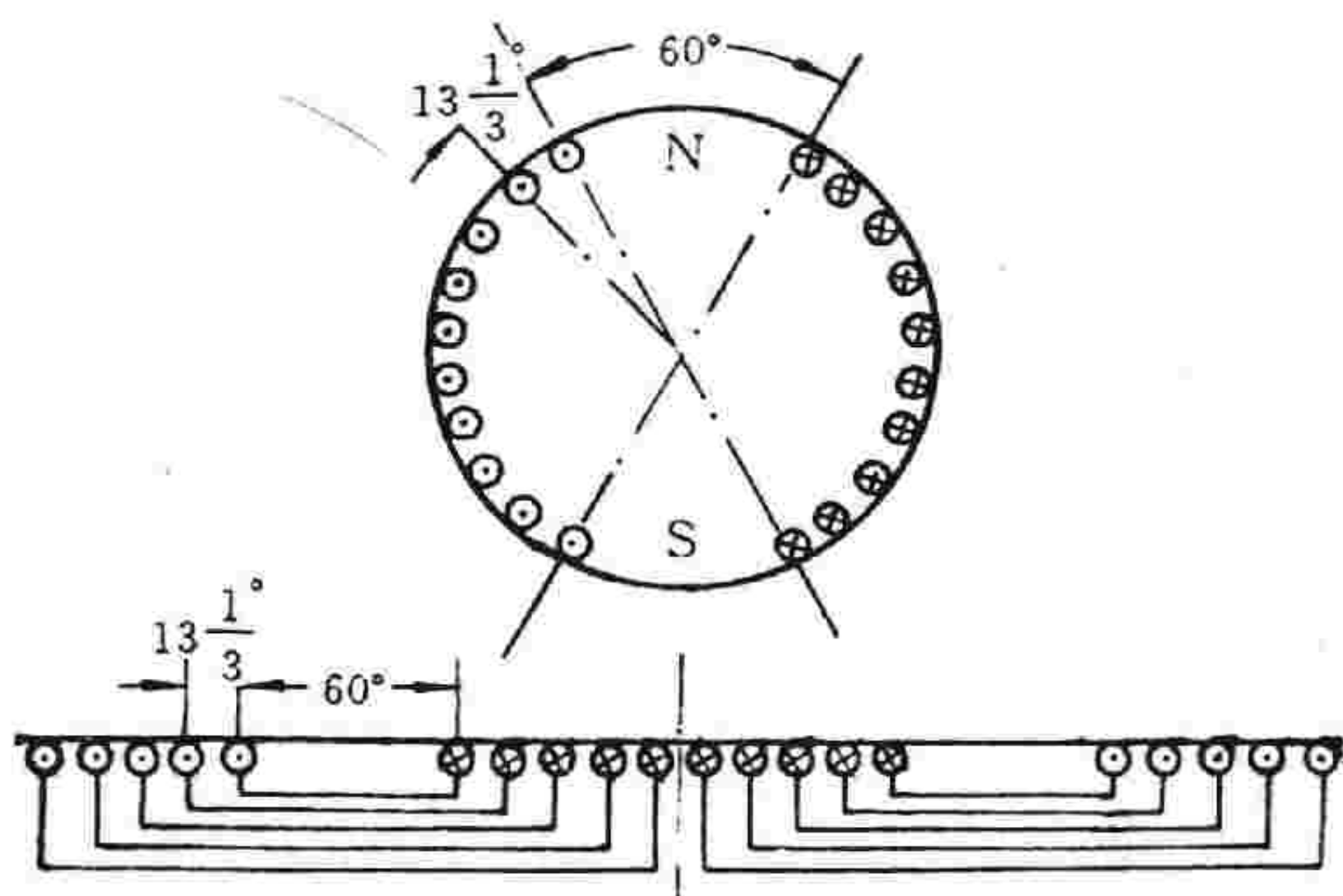


图31

4. 某四极交流电机定子三相双层绕组的每极每相槽数 $q=3$, 每个线圈匝数 $w_c=2$, 线圈节距 $y_1=7$ 槽, 并联支路数为1, 现通入 $i_a=20\sin\omega t\text{A}$, $i_b=-10\sin(\omega t-60^\circ)\text{A}$, $i_c=0\text{A}$ 电流, 试求出产生基波合成磁动势的最大、最小幅值, 及其对应的位置, 说明合成磁动势的性质。

5. A three-phase 10 MVA 60Hz delta-connected generator running at 1200 rpm is designed to develop 6893 volts between terminals. The two layer armature winding consists of 90 coils, connected series delta each coil having 60 turns and a spread of 12 slots. Determine the armature mmf in ampere-turns per pole when the machine is delivering its rated current.

习题十六 同步发电机的电枢反应

一、思考题

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, 主极磁场对电枢是什么性质的磁场? 对称负载运行时, 电枢反应磁动势相对于电枢的转速和转向如何? 对定子上主磁极的相对转速又是多少? 主极绕组能感应出电动势吗?

2. 负载时同步发电机中电枢磁动势与励磁磁动势的大小、位置、转速由哪些因素来决定?

3. 试说明同步电机中的 F_A 、 F_m 、 B_0 、 B_m 、 E_0 、 i 等物理量哪些是空间矢量? 哪些是时间相量? 试述两种矢(相)量之间的统一性。如果不把相轴和时轴重合, 那么时、空相(矢)量之间的关系怎样?

4. 凸极同步发电机在 $0<\psi<90^\circ$ 负载下运行时, 在矢量图中, 其电枢磁场的基波和电枢磁动势是否同相? 为什么? 在隐极电机中又怎样?

5. 同步电机的电枢反应性质是由什么决定的? 三相对称电容性负载下电枢反应是否一定是助磁性质的?

二、作图题

1. 有一台同步电机, 定子绕组里电动势和电流的正方向已标出, 如图32所示。

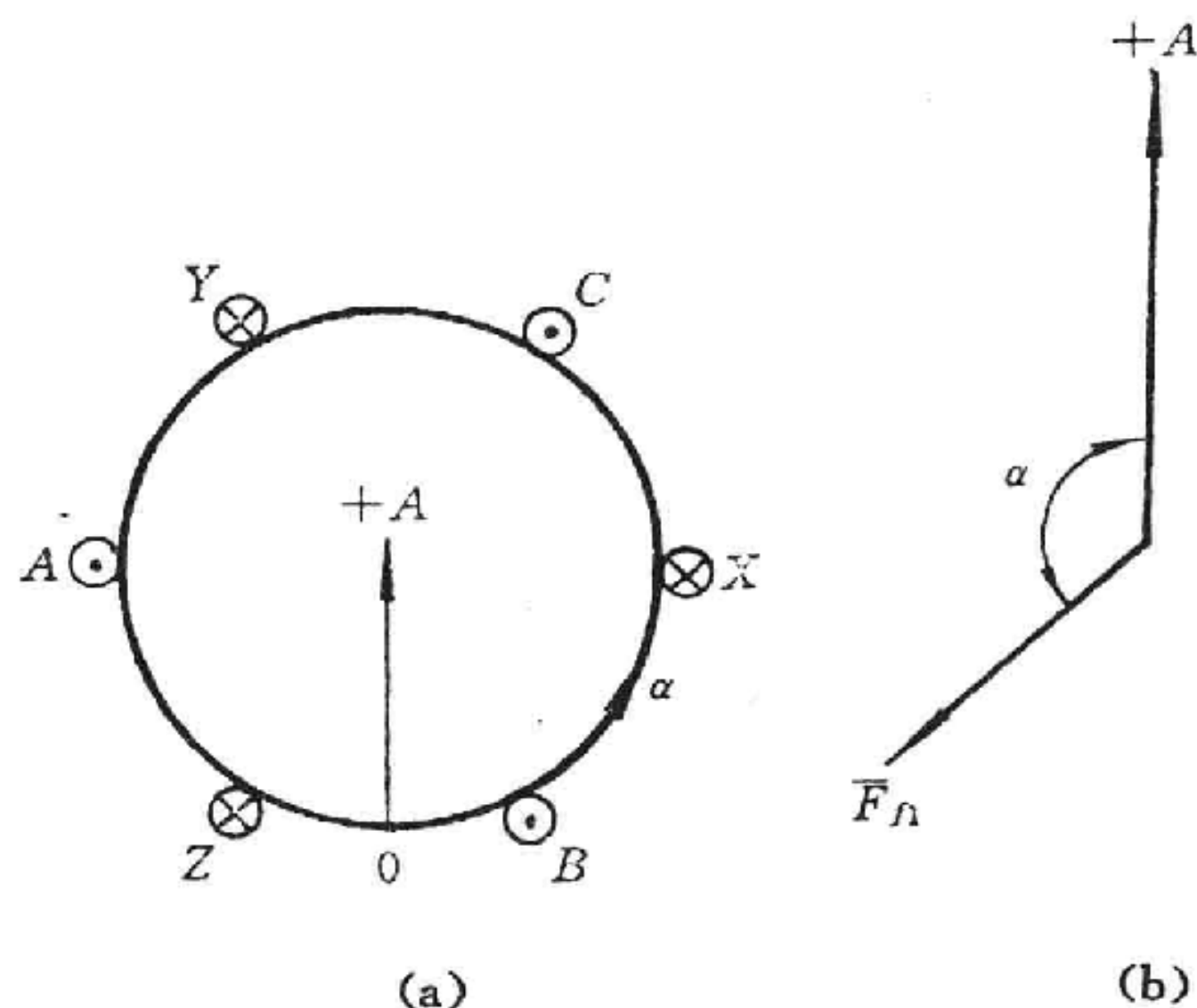


图32

(1) 画出当 $\alpha=120^\circ$ 瞬间, 电动势 $\dot{E}_0$ 的相量, 并把这个瞬间转子位置画在图里。

(2) 若定子电流落后于电动势 60° 电角度, 画出定子绕组产生的合成基波磁动势 $\vec{F}_a$ 的位置。

(3) 如果 $F_a = \frac{1}{3}F_n$, 画出磁动势 $\vec{F}_s$ 的位置来。

2. 有一台同步电机, 定子绕组里电动势和电流的正方向分别标在图33(a)、(b)里。假设定子电流领先电动势 $\dot{E}_0$ 90° 电角度。根据图(a)和(b)所示的转子位置, 找出电枢反应合成磁动势的位置来。并说明它是去磁还是助磁的性质。

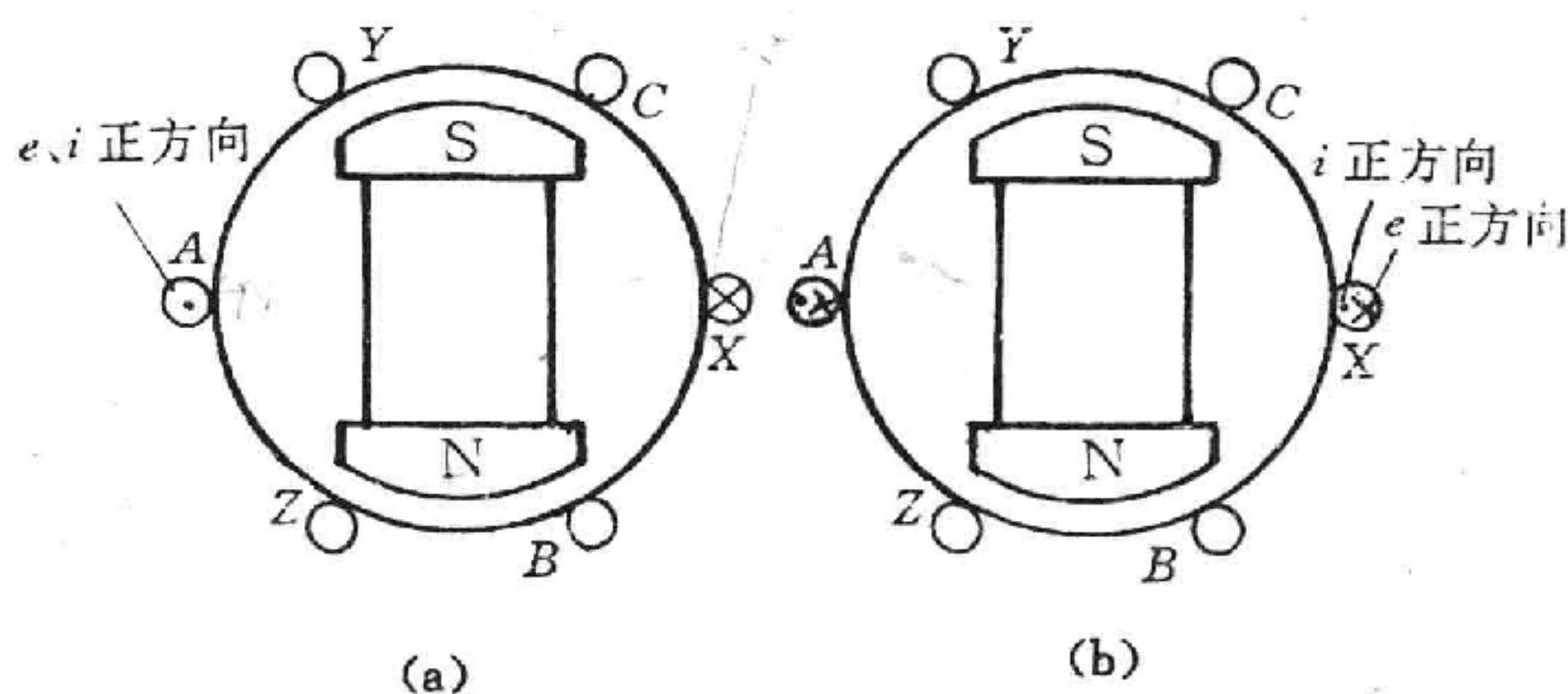


图33

3. 已知一台隐极同步发电机的端电压 $U^* = 1$, 电流 $I^* = 1$, 同步电抗 $x_s^* = 1$ 和功率因数 $\cos\varphi = 1$ (忽略定子电阻), 用画时空相(矢)量图的办法找出图34所示瞬间同步电机转子的位置 (用发电机惯例)。

4. 有一台旋转电枢的同步电机, 电动势、电流的正方向如图35所示。

(1) 当转子转到图35所示瞬间, 画出励磁磁动势 F_n 在电枢绕组里产生的电动势 $\dot{E}_{0A}$ 、 $\dot{E}_{0B}$ 、 $\dot{E}_{0C}$ 的时间相量图;

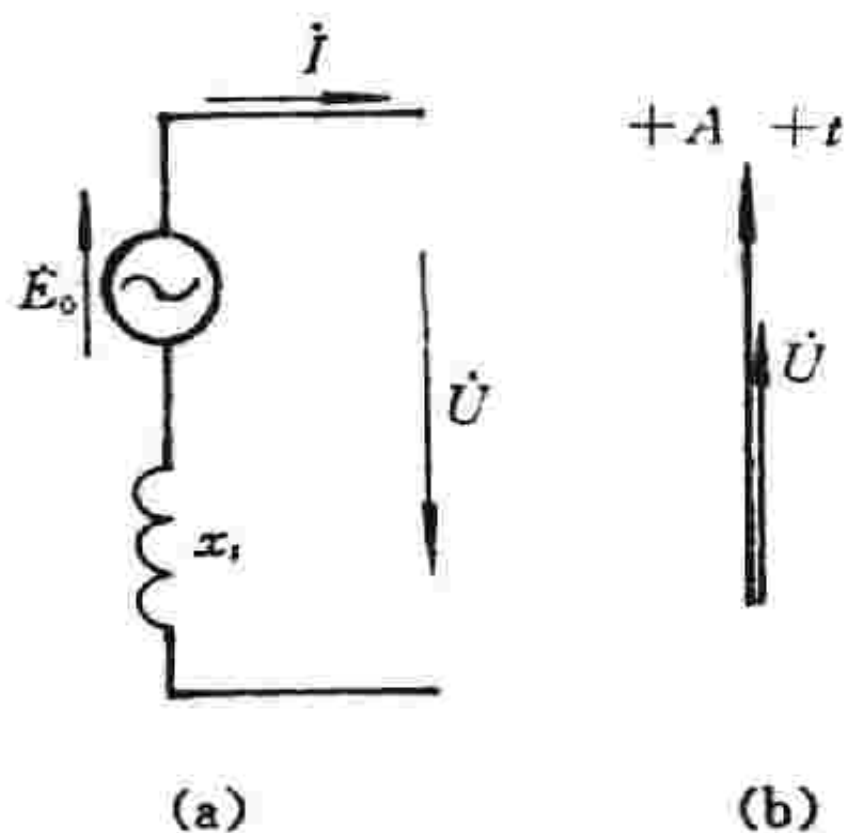


图34

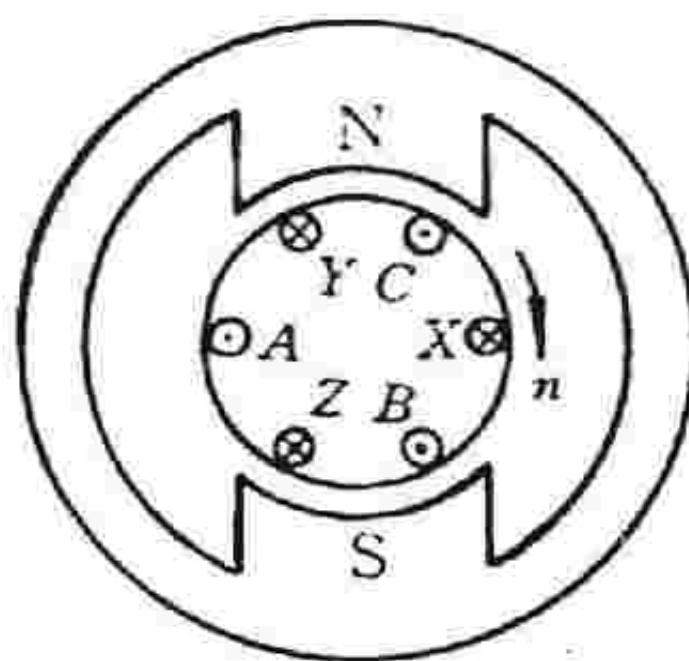


图35

(2) 已知电枢电流 I_A 、 I_B 和 I_C 分别落后电动势 E_{0A} 、 E_{0B} 和 E_{0C} 60° 电角度, 画出电枢反应合成基波磁动势 F_a 来;

(3) 求出磁动势 F_a 相对于定子的转速为多少?

习题十七 同步发电机基本电磁关系

一、思考题

1. 对称负载时, 同步电机定子电流建立的电枢旋转磁场是否交链励磁绕组? 它在励磁绕组中感应电动势吗? 为什么?

2. 按照切割电动势概念在磁密最大处导线感应电动势也最大, 则矢量 B_0 与相量 E_0 好象是同相位的, 应该重合, 但实际时空相(矢)量图中却是 E_0 落后于 B_0 90° , 这怎么从物理概念来解释?

3. 同步电机对称负载运行时, 气隙磁场是由哪些磁动势建立的, 它们的性质和关系如何?

4. 为何同步电机在对称负载下运行时, 每相电流落后于该相励磁电动势的时间角度就等于电枢磁动势落后于交轴的空间电角度? 如果三相电流不对称, 此结论是否成立?

5. 在什么情况下, 同步发电机的 I 与 E_0 的夹角 ψ 为一个锐角? 这一角度是由什么决定的?

6. 对应于同步电抗的磁通包含有哪两个组成分量? 每相同步电抗与每相绕组本身的励磁电抗有什么区别? 为什么说同步电抗是与三相有关的电抗而它的数值又是每相值?

二、计算题

1. 有一台同步发电机, $S_N = 16667 \text{ kVA}$, $U_N = 13800 \text{ V}$ (Y 接), $\cos \varphi = 0.8$ (滞后), 电枢漏抗标么值 $x_s^* = 0.24$, 电枢电阻忽略不计, 对应于额定电流的电枢反应磁动势归算为励磁电流 $I_f = 135 \text{ A}$, 空载特性为:

E_0^*	0.25	0.45	0.79	1.00	1.14	1.20	1.25
$I_f(\text{A})$	45	85	150	205	250	300	350

试用电动势——磁动势相量图求该发电机的额定励磁电流和电压调整率。(用坐标纸作图)

2. 一台隐极同步发电机运行于恒定电压下,其励磁可随时调整,使其线端功率因数在不同情况下经常等于1,试导出此时电枢电流 I 和励磁电动势 E_0 之间的关系。

3. 一台三相汽轮发电机 $S_N = 30000\text{kVA}$, $U_N = 11000\text{V}$, $I_N = 1570\text{A}$, Y 接法。

(1) $x_s = 2.35\Omega$, 用相量图求出 $\cos\varphi = 0.855$ (滞后) 时 $I = I_N$ 的 ψ 角和 θ 角。

(2) $x_s = 0.661\Omega$, r 不计, 画出 $\cos\varphi = 0.5$ (超前) 时的电动势相量图, 并求出 E_s , E_a 和 E_0 。

4. 设有一隐极式同步发电机在某种情况下转子磁极磁场的振幅与定子磁场的振幅适相等, 发电机的端电压为每相 3000V , 略去电阻及漏抗, 试求当内功率因数角 $\psi = 30^\circ$ 及 $\psi = 60^\circ$ 时的空载电动势。

(提示: 先作出空间矢量表示 Φ_0 及 Φ_s 的相对位置, 再据此求出 $\dot{E}_0$ 及 $\dot{E}_s$ 的时间相量关系。)

5. 已知一台凸极同步机 $U^* = 1$, $I^* = 1$, $x_d^* = 1$, $x_q^* = 0.6$, $r \approx 0$, $\varphi = 20^\circ$ (领先), 当 $t = 0$ 时, u_A 最大。

(1) 用电动势相量图求 $\dot{E}_{A0}$;

(2) 判断电枢反应是去磁还是助磁。

6. A alternator has a direct-axis synchronous reactance of 0.8 per unit and a quadrature-axis synchronous reactance of 0.5 per unit.

Draw the phasor diagram for full load at a lagging power factor of 0.8 and find the per-unit open-circuit voltage.

Neglect saturation.

习题十八 同步发电机基本电磁关系

一、思考题

1. 为什么研究凸极同步电机时要用双反应理论?

2. 在凸极同步电机中, 如果 ψ 角既不等于 90° 又不等于 0° , 用双反应理论分析电枢反应磁密 B_a 和电枢反应磁动势 F_a 两个矢量在统一的时空相(矢)量图上是否同相? B_a 和由它感应的电动势 $\dot{E}_a$ 是否还差 90° ? 为什么?

3. 当凸极同步电机电流 I 为已知恒定数值, 而 ψ 变动时其所生的电枢反应电动势 E_a 值是否是恒值, 试问在何 ψ 值下所生的 E_a 最大, 何 ψ 值时为最小?

4. 凸极电机相量图中为什么没有 $j\dot{I}_d x_{ad}$ 和 $j\dot{I}_q x_{aq}$ 这两个电动势分量?

5. 为什么凸极电机的电枢反应磁动势 F_{ad} , F_{aq} 要归算成直轴上具有励磁磁动势波形的等效磁动势? 试述电枢磁动势折算系数 k_{ad} , k_{aq} 的意义。

二、计算题、证明题

1. 一台三相、Y 接法凸极同步发电机, 运行数据是: $U = 230\text{V}$ (相电压), $I = 10\text{A}$, $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), $\psi = 60^\circ$, $r_a = 0.4\Omega$, 励磁相电动势 $E_0 = 400\text{V}$, 忽略磁路饱和影响, 画出电机此时电动势相量图, 并求出 I_d , I_q , x_d , x_q 的数值。

2. 设有一台凸极式发电机接在电压为额定值的电网上, 电网电压保持不变, 同步电抗标么值 $x_d^* = 1.0$, $x_q^* = 0.6$, $r_a \approx 0$, 当该机供给额定电流且功率因数为1时, 空载电动势 E_0^* 为多少? 当该机供给额定电流且内功率因数为1时, 空载电动势 E_0^* 为多少?

3. 一台三相凸极同步发电机的额定数据如下:Y 接法, $P_N=400\text{kW}$, $U_N=6300\text{V}$, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), $f=50\text{Hz}$, $n_N=750\text{r/min}$, $x_d=103.1\Omega$, $x_q=62\Omega$, 忽略电枢电阻, 试求额定运行时的功率角 θ 以及励磁电动势 E_0 的大小。

4. 一凸极同步发电机, 已知 x_d^* 、 x_q^* 、 $r_a\approx 0$ 、 $\cos\varphi$, $U^*=1$, $I^*=1$, 试根据电动势相量图证明:

$$E_0^* = \frac{1 + (x_d^* + x_q^*)\sin\varphi + x_d^* x_q^*}{\sqrt{\cos^2\varphi + (\sin\varphi + x_q^*)^2}}$$

5. A 20—kVA, 220V, 60HZ, Y—connected three—phase salient pole synchronous generator supplies rated load at 0.707 lagging power factor. The phase constants of the machine are $r_a=0.5\Omega$ and $x_d=2x_q=4.0\Omega$. Calculate the valtage regulation at the specified load.

习题十九 同步电机的参数

一、思考题

1. 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?
2. 一般认为空载特性 $E_0=f(I_f)$ 也可以用来作为负载时的 $E_d=f(I_{fd})$, 这种看法是否十分准确? 例如, 当 $F_f=1000$ 安匝时所感生的空载电动势为 240V , 那么当 $\cos\varphi=0$, $F_f=1700$ 安匝, $k_{ad}F_{ad}=700$ 安匝, 合成磁动势 $F'_d=1700-700=1000$ 安匝时, 是否气隙电动势值仍为 240V ? 为什么? 并由此说明 $x_p>x_s$ 。
3. 为什么从空载特性不能测定交轴同步电抗? 为什么从空载特性和短路特性不能准确测定同步电抗的饱和值? 为什么零功率因数负载特性跟空载特性有相同的形状?
4. 用转差法求同步电机的 x_d 和 x_q 时, 为何转子绕组必须开路? 为何试验时必须先把转子拖到接近同步速再接通定子电源, 而不可以把次序颠倒过来?

二、计算题

1. 设有一台 2500kW 、 10.5kV 、三相 Y 接法, $\cos\varphi=0.8$ (滞后)、 50Hz 、两极汽轮发电机, 已知它的转子绕组每极有 72 匝, 转子磁场的波形因数 $k_f=1.05$, 定子电枢反应磁动势为 $F_a=11.31$ 安/极, 其空载试验和短路试验数据如下:

空载特性

线电压(kV)	6.2	10.5	12.3	13.46	14.1
励磁电流(A)	77.5	155	232	310	388

短路特性

电枢短路电流(A)	860	1720
励磁电流(A)	140	280

同时测得电枢绕组保梯电抗 $x_p^*=0.19$, 而电枢电阻 r_a 可忽略不计。试求:

(1)同步电抗(不计饱和)的标么值 x_s^* ;

(2)当空载电压为额定电压时接上每相阻抗为 $Z_L = 2.82 + j2.115$ 欧的星形接法三相负载,求负载电流和端电压;

(3)为保证额定负载运行所需的励磁电流;

(4)在额定负载下运行时,若开关跳闸甩负载,发电机的电压将升高为多少?试计算电压调整率 $\Delta U\%$ 的数值。

2. 国产三相72500kW 水轮发电机, $U_N = 10.5\text{kV}$, Y 接, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), $x_s^* = 0.554$, 电机的空载、短路和零功率因数负载实验数据如下:

空载特性

U_s	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 ($I = I_N$)

U^*	1
I_f	2.115

设 $x_s^* = 0.9x_d^*$

试求: (1) x_d^* 的不饱和值;

(2) 短路比 K_s ;

(3) x_p^* ;

(4) x_{∞}^* ;

(5) I_{fN} ;

(6) $\Delta U\%$ 。

3. A 400 kVA, three phase alternator with cylindrical rotor has the following open-circuit characteristic:

I_f	0.4	0.8	1.2	1.6
E_s	0.48	0.88	1.08	1.2

The leakage reactance is 0.12 per-unit, and full load current flows in the short-circuited armature when the field current is 0.85 per unit. Determine the equivalent per-unit

field current corresponding to armature reaction.

习题二十 同步发电机的并联运行

一、思考题

1. 试述三相同步发电机的投入电网的条件。为什么要满足这些条件?怎样来调节和检验满足这些条件?

2. 一台同步发电机单独供给一个对称负载(R 及 L 一定)且发电机转速保持不变时,定子的功率因数 $\cos\varphi$ 由什么决定?当此发电机并联于无限大电网时,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?

3. 试述功率角 θ 的物理意义。

4. 画出与无限大电网并联运行的凸极同步发电机失去励磁($E_0=0$)时的电动势向量图,并推导其功角特性,此时 θ 角代表什么意义?

二、计算证明题

1. 一台汽轮发电机并联于无限大电网,额定负载功率角 $\theta=20^\circ$,现因外线发生故障,电网电压降为 $60\%U_N$,问:为使 θ 角保持在小于 25° 范围内,应加大励磁使 E_0 上升为原来的多少倍?

2. 有一台 $P_N=25000\text{kW}$, $U_N=10.5\text{kV}$,Y接法, $\cos\varphi=0.8$ (滞后), $x_d^*=2.13$ 和 $r_a\approx 0$ 的汽轮发电机,试求额定负载下发电机的励磁电动势 E_0 、功率角 θ 和 $\dot{E}_0$ 与 $\dot{I}$ 的夹角 ψ 。

3. 一台四极的隐极同步电机,端电压 $U^*=1$,电流 $I^*=1$,同步电抗 $x_d^*=1$,功率因数 $\cos\varphi=\frac{\sqrt{3}}{2}$ ($\dot{I}$ 落后 $\dot{U}$)励磁磁动势的幅值 $F_{f1}=1200$ 安/每极,电枢反应基波磁动势的幅值 $F_a=400$ 安/每极,忽略定子电阻 r_a ,试用时空相(矢)量图求出 θ 角。

4. Draw the steady-state dq phaser diagram for an overexcited synchronous generator. From this phaser diagram show that the torque angle θ between the excitation and terminal voltage phaser is given by

$$\tan\theta = \frac{Ix_d\cos\varphi - Ir_a\sin\varphi}{U + Ix_d\sin\varphi + Ir_a\cos\varphi}$$

习题二十一 同步发电机的并联运行

一、思考题

1. 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,但是凸极电机中却可以产生?

2. 比较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。

3. 试为凸极式同步电机推导出无功功率的功角特性。

4. 一台三相隐极同步发电机,并联在无穷大电网上,试作出下列三种情况的相量图(忽略电阻),并画出 $\dot{E}_0$ 、 $\dot{I}$ 的轨迹,说明:

- (1) 保持励磁不变, 调节有功, θ 角及输出无功是否改变?
- (2) 保持有功输入不变, 调节励磁, θ 角及输出有功是否改变?
- (3) 保持输出无功不变, 调节有功, θ 角及励磁电流是否改变?

二、计算题

1. 有一台两极50Hz 汽轮发电机数据如下:

$S_N = 31250 \text{ kVA}$, $U_N = 10.5 \text{ kV}$ (Y 接法), $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), 定子每相同步电抗 $x_s = 7.0 \Omega$ (不饱和值), 而定子电阻忽略不计, 此发电机并联运行于无限大电网, 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 、同步转矩系数 $\frac{dT_M}{d\theta}$, 过载能力 k_m 为多大?

(2) 若维持上述励磁电流不变, 但输出有功功率减半时, θ 、 P_M 同步转矩系数 $\frac{dT_M}{d\theta}$ 及 $\cos\varphi$ 将变为多少? 输出无功功率怎样变化?

(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_M 、 $\cos\varphi$ 和 I 将变为多少?

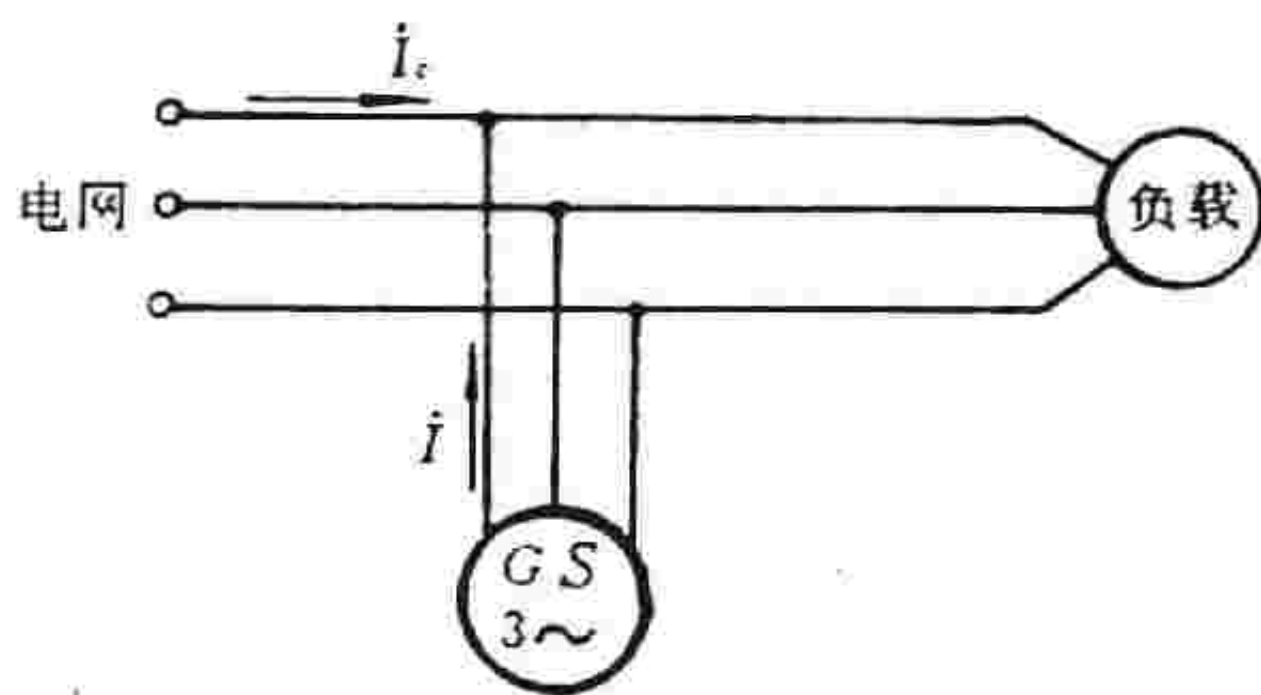


图36

2. 一台50000kW、13800V (Y 接法)、 $\cos\varphi = 0.8$ (滞后) 的水轮发电机并联于一无限大电网上, 其参数为 $r_s \approx 0$, $x_d' = 1.15$, $x_q' = 0.7$, 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, $\theta = ?$, 发电机还能稳定运行吗? 此时定子电流 $I = ?$, $\cos\varphi = ?$

3. 一个三相对称负载与电网以及一台同步发电机并联, 如图36所示, 已知电网电压为220V, 线路电流 I_L 为50A, 功率因数 $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), 发电机输出电流 I 为40A, 功率因数为0.6 (滞后)。求:

(1) 负载的功率因数为多少?

(2) 调节同步发电机的励磁电流, 使发电机的功率因数等于负载的功率因数, 此时发电机输出的电流 I 为多少? 又此时从电网吸收的电流 I_L 为多少?

4. A synchronous generator is connected to an infinite bus through two parallel 3-phase transmission circuits each having a reactance of 0.6 per unit including step-up and step-down transformers at each end.

The synchronous reactance of the generator (which may be handled on a cylindrical-rotor basis) is 0.9 per unit. All resistances are negligible and reactance are expressed on the generator rating as a base. The infinite-bus voltage is 1.00 per unit.

(a) The power output and excitation of the generator are adjusted so that it delivers rated current at 1.0 power factor at its terminals in the steady state. Compute the generator

terminal and excitation voltages, the power output and the reactive power delivered to the infinite bus.

(b) The throttle of the prime mover is now adjusted so that there is no power transfer between the generator and the infinite bus. The field current of the generator is adjusted until 0.5 per-unit lagging reactive kVA is delivered to the infinite bus. Under these conditions, compute the terminal and excitation voltages of the generator.

(c) The system is then returned to the operating conditions of part (a). One of the two parallel transmission circuits is disconnected by tripping the circuit breakers at its ends. The generator excitation is kept constant. will the generator remain in synchronism? After comparing the desired power transfer with the maximum under these conditions give an opinion regarding the adequacy of the transmission system.

习题二十二 同步电动机和同步调相机

一、思考题

1. 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?

2. 分别按电动机惯例与发电机惯例画出同步电机在下列运行状态下的电动势相量图。

- (1) 发出有功功率和电感性无功功率;
- (2) 发出有功功率和电容性无功功率;
- (3) 吸收有功功率和发出电感性无功功率;
- (4) 吸收有功功率和发出电容性无功功率。

3. 已知一台同步电机的电压、电流相量图如图37所示:

(1) 若此相量图是按发电机惯例画出, 判断该电机是运行在发电机状态还是电动机状态, 是运行在过励还是欠励状态?

(2) 若此相量图按电动机惯例画出, 重新回答(1)中的问题。

4. 为什么当 $\cos\varphi$ 落后时, 电枢反应在发电机的运行里显示出去磁作用; 而在电动机中起助磁作用?

5. 为什么反应式同步电动机必须做成凸极式的才行? 它建立磁场所需的励磁电流由什么供给的? 它是否还具有改善电网功率因数的优点? 能否单独作发电机供给电阻或电感负载? 为什么?

6. 一水电站供应一远距离用户, 为改善功率因数, 添置一台同步调相机, 问此机应装在发电厂内还是装在离用户不远的变电站内? 为什么?

二、计算题

1. 一台三相同步电动机的数据如下: 额定功率 $P_N = 2000\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 3000\text{V}$ (Y接), 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.90$ (超前), 额定效率 $\eta_N = 0.8$, 同步电抗为 $x_s = 1.5\Omega$, 忽略定子电阻 r_s 。当电动机的电流为额定值, $\cos\varphi = 1.0$ 时, 励磁电流为 5A , 如果功率改变, 电流变为 $0.9I_N$, $\cos\varphi = 0.8$ (超前), 求此时的励磁电流 (设无载特性为一直线)。

2. 三相隐极同步发电机额定容量 $S_N = 60\text{kVA}$, Y接, 电网电压 $U_N = 380\text{V}$, $x_s = 1.55\Omega$ 。当电机过励, $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), $S = 37.5\text{kVA}$ 时,

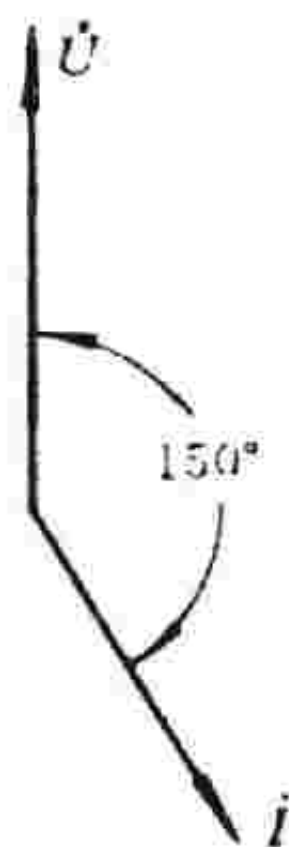


图37

(1) 作相量图, 求 E_0 、 θ (不计 r_a);

(2) 移去原动机, 不计损耗, 作相量图, 求 I_f ;

(3) 用作同步电动机时, P_M 同(1), I_f 不变, 作相量图;

491

(4) 机械负载不变, P_M 同(1), 使 $\cos\varphi=1$, 作相量图, 求此时电动机的 E_0 。

3. 某工厂变电所变压器的容量为2000kVA, 该厂电力设备的总负载为1200kW, $\cos\varphi=0.65$ (滞后), 今欲添一台500kW、 $\cos\varphi=0.8$ (超前), $\eta=95\%$ 的同步电动机, 问当电动机满载时全厂的功率因数是多少? 变压器过载否?

507

4. 一台隐极同步电动机拖动一负载, 在额定功率及电压下其功率角 $\theta=30^\circ$, 现因电网发生故障, 它的端电压及频率都下降了10%, 求:

(1) 若此负载为功率不变型, $\theta=?$

(2) 若此负载为力矩不变型, $\theta=?$

5. 一个1000kW、 $\cos\varphi=0.5$ (滞后) 的感性负载, 原由一台同步发电机单独供给, 现为改善功率因数, 在负载端并联一台同步调相机, 求:

(1) 发电机单独供给此负载需要多大容量(千伏安)?

(2) 如利用同步调相机来完全补偿无功功率, 则调相机的容量与发电机的容量各为多少?

(3) 如果只把发电机的 $\cos\varphi$ 由0.5 (滞后) 提高到0.8 (滞后), 则此时调相机与发电机的容量又各为多少?

(4) 如果提高发电机的 $\cos\varphi$ 到0.9 (滞后) 与1.0时, 调相机与发电机容量又各为多少? 并与(3)比较其容量。

6. An industrial plant requires 1500kW at 0.7 lagging pf. The plant is expanded with the addition of a synchronous motor whose input is 1500kVA at 0.8 leading pf.

(a) What is the power factor of the plant after the addition?

(b) What is the net increase in plant kVA? In plant power?

习题二十三 同步发电机的不对称运行

一、思考题

1. 当转子以额定转速旋转时, 定子绕组通入负序电流后, 定子绕组与转子绕组之间的电磁联系与通入正序电流时有何本质区别?

2. 有两台同步发电机, 定子的材料、尺寸和零件都完全一样, 但转子所用材料不同, 一个转子的磁极用钢板叠成, 另一个为实心磁极 (整块锻钢), 设两者都没有装阻尼绕组, 问哪台电机的负序电抗要小些?

3. 为什么零序电流只建立漏磁通以及三和三的奇数倍数次谐波磁通? 为什么 $x_0 < x_s$?

二、计算题

1. 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: $I_{a3}=0.9$, $I_{a2}=1.2$, $I_{a1}=1.9$. 试求 x_1 、 x_2 和 x_0 值。在计算中电阻均略去不计。

2. 一台同步发电机定子加上 $\frac{1}{5}U_N$ 的恒定三相交流电压, 转子励磁绕组短路。当转子向一个方向以同步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 $\frac{1}{5}I_N$ 。如忽略零序阻抗, 试求该发电机发生机端持续三相、二相、单相短路时的稳态短路电

流值(用标么值表示)为多大?

3. 有一台三相同步发电机额定数据如下: $S_N = 500\text{kVA}$, $U_N = 6300\text{V}$ (Y 接), $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), $n_N = 750\text{r/min}$, $f = 50\text{Hz}$ 。参数为 $x_d^* = 1.31$, $x_q^* = 0.77$, $x_d'^* = 0.103$, $x_q'^* = 0.30$, $x_d''^* = 0.48$ 。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。

4. 已知一三相同步发电机的励磁电动势 E_A 和各序电抗 x_1, x_2, x_0 , 试用对称分量法求出定子绕组两相并联再和一相串联后带单相负载 Z_L (图38) 时的各相电压和电流。

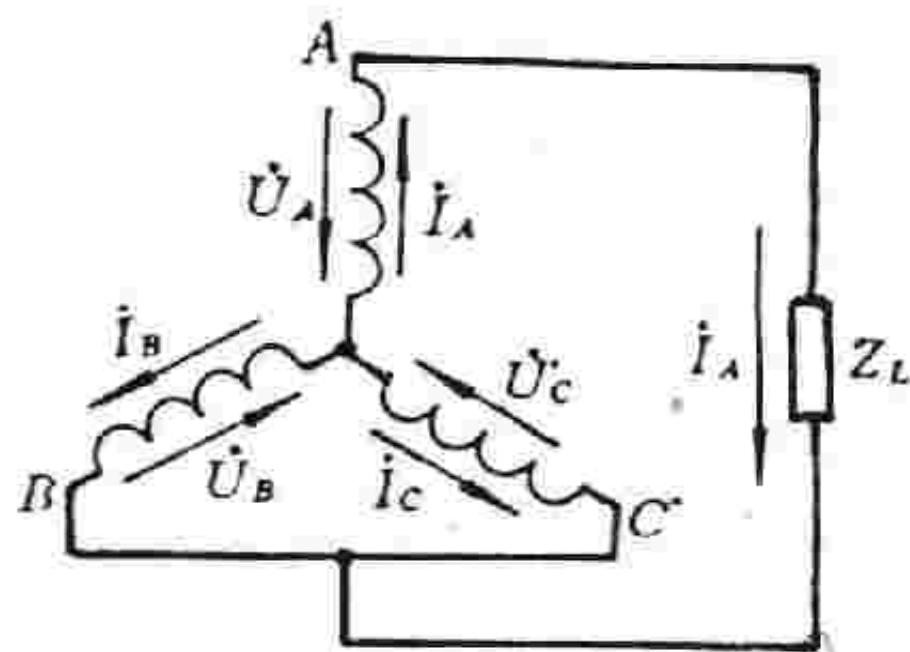


图38

习题二十四 同步发电机的三相突然短路

一、思考题

1. 三相突然短路时, 各绕组的周期性电流和非周期性电流如何出现? 在定、转子绕组中, 它们的对应关系是怎样的? 在什么情况下定子某相绕组中非周期性电流最大?

2. 试按数值的大小排列同步电机的各种电抗: $x_s, x_d, x_q, x_d', x_q', x_d'', x_q'', x_2, x_0$ 。

3. 三相突然短路时, 定、转子各分量电流为什么会衰减? 衰减时那几个分量是主动的? 哪几个是随动的?

4. 三相突然短路时, 定、转子各相电流周期分量的起始值与转子在短路发生瞬间与定子绕组的相对位置有关, 那么与它对应的转子绕组中的非周期性分量幅值是否也与此位置有关。为什么?

二、计算题

1. 一台汽轮发电机有下列数据: $x_d^* = 1.62$, $x_d'^* = 0.208$, $x_d''^* = 0.126$, $T_d' = 0.74$, $T_d'' = 0.093$, $T_d = 0.132$ 。设该机在空载额定电压下发生三相机端短路, 试求:

(1) 在最不利情况下的定子突然短路电流表达式;

(2) 最大瞬时冲击电流;

(3) 在短路后经过0.5秒时短路电流瞬时值;

(4) 在短路后经过3秒时的短路电流瞬时值。

2. 一台汽轮发电机 $S_N = 31250\text{kVA}$, $U_N = 6300\text{V}$, Y 接法, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 由示波图得到空载电压为额定电压下三相突然短路时定子电流周期性分量包络线方程为

$$i = 14200e^{-\frac{t}{0.115}} + 15350e^{-\frac{t}{1.18}} + 2025 \text{ A}$$

试求: (1) x_d'' , x_d' 及 x_d ;

(2) T_d'' 与 T_d' ;

(3) 由同一示波图上求得 A 相定子电流非周期性分量方程为

$$i_A = 27300e^{-\frac{t}{0.216}}$$

试求短路初瞬间主极轴线与 A 相轴线的夹角 α , 和时间常数 T_d 值。

IV 异步电机

习题二十五 异步电机的工作原理

一、思考题

1. 试述异步电机的工作原理。异步电机和同步电机的基本差别是什么?
2. 什么叫转差率?为什么异步电机运行必须有转差?如何根据转差率来判断异步电机的运行状态?

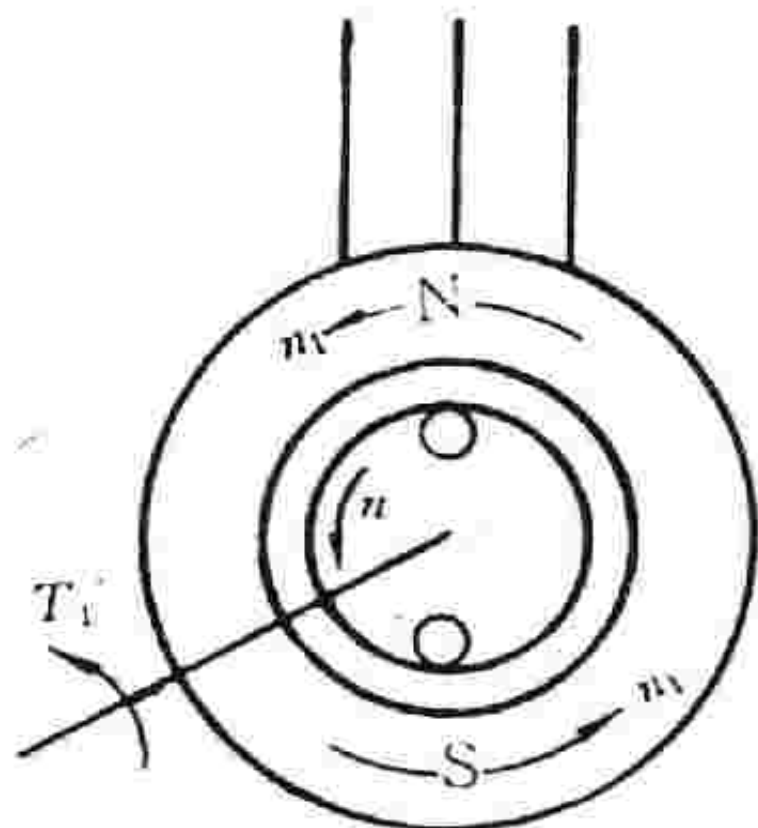


图39

3. 一台接在电网上的异步电机,假如用其他原动机拖动,使它的转子转速 n 高于旋转磁场的速度 n_1 ,示意图如图39所示。试画上转子导条中感应电动势和有功电流的方向。以及这时转子有功电流与磁场作用产生的转矩方向。说明如把原动机去掉,异步电机的转速 n 能否继续大于 n_1 ,为什么?

4. 为什么异步电动机的空气隙必须很小?为什么异步电机的定子铁心和转子铁心要用导磁性能良好的硅钢片制成?

二、计算题

1. 为什么有人提出电压为380V的小型异步电动机的额定电流安培数约等于它的额定功率数的两倍?(一般小型异步电动机的功率因数与效率的乘积为0.7~0.82)

2. 设有一台50Hz八极的三相异步电动机,额定转差率为4.3%,问该机的同步转速是多少?额定转速是多少?当该机以150r/min反转时,转差率是多少?当该机运行在800r/min时,转差率是多少?当该机在起动时,转差率是多少?

3. 有一绕线转子异步电动机,定子绕组短路,在转子绕组通入三相交流电流,其频率为 f_1 ,旋转磁场相对转子以 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$ r/min (p 为定、转子绕组极对数)沿顺时针方向旋转,问此时转子的转向如何?转差率如何计算?

4. Most induction motors have a full-load slip of 0.05 or less. The measured speed of a 60Hz motor at rated load is 575 r/min.

(a) How many poles does the motor have and what is its synchronous speed?

(b) What is the full-load slip?

(c) If the no-load slip is 0.01 what is the % speed regulation?

习题二十六 异步电动机运行分析

一、思考题

1. 有一台绕线转子异步电动机,转子静止且开路,定子绕组加额定电压,测得定子电流为 $0.3I_{1N}$;然后把转子绕组短接仍保持不转,在定子绕组上从小到大地增加电压使定子电流为 I_{1N} 。问这两种情况下,主磁通 Φ_m 哪一个大?为什么?漏磁通呢?

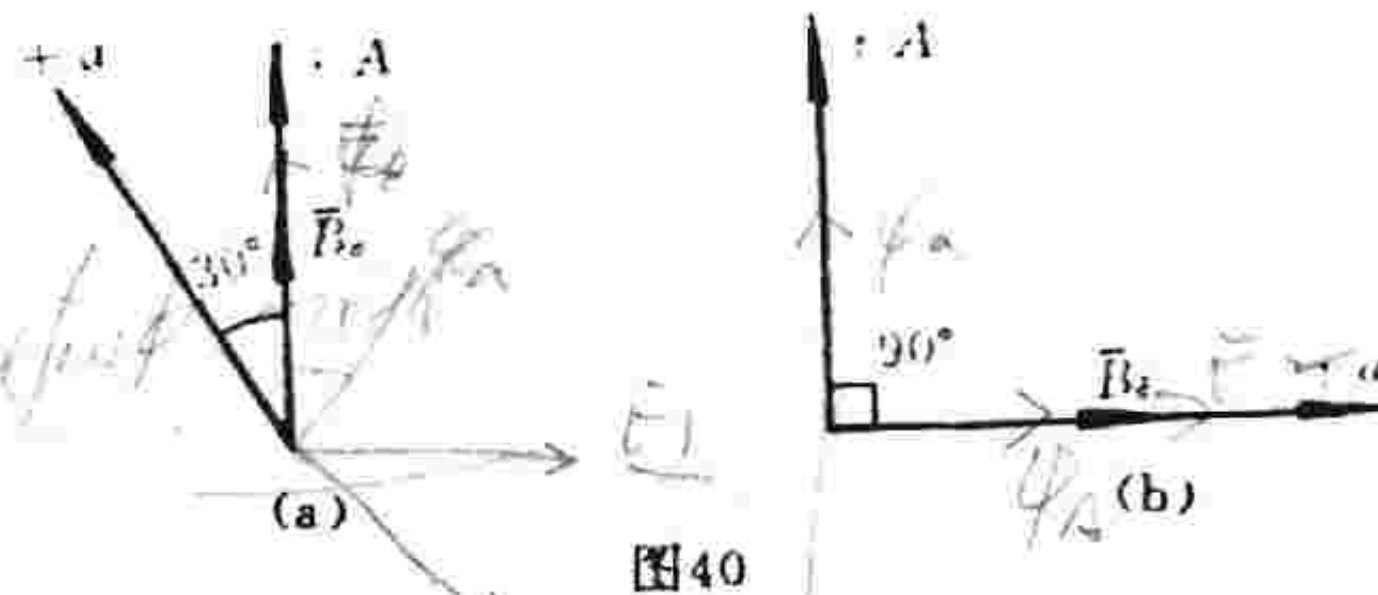
2. 若在一异步电机定子绕组上加以频率为 f_1 的正序电压产生正转旋转磁场, 在转子绕组上加以频率为 f_2 的负序电压, 产生反转旋转磁场, 问这时转子转向、转速之大小? 其转速是否会随负载之增加而降低?

3. 将变压器的分析方法应用到异步电机中, 二者有哪些相同之点和哪些不同之点? 异步电机的电压变比, 电流变比和阻抗变比各等于什么?

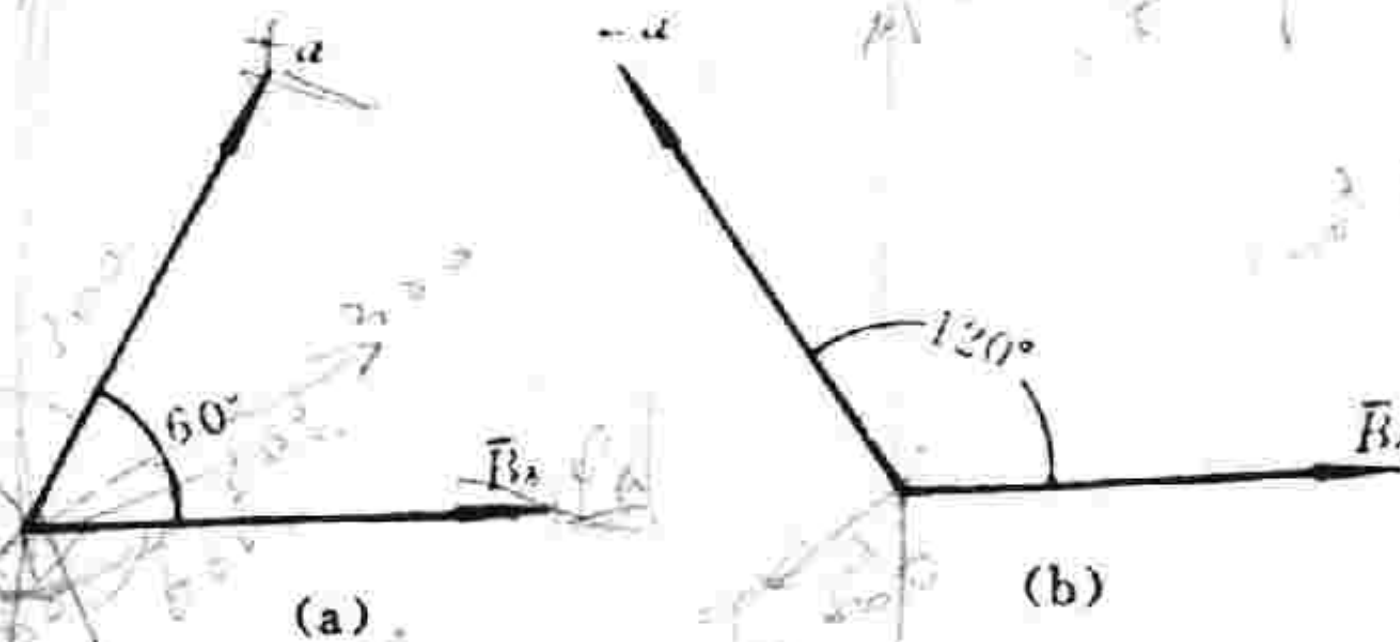
4. 异步电机的励磁电抗 x_m 和定子漏抗 x_1 与同步电机里哪个电抗相对应, 它们的和是否是一个单独的相绕组的自感电抗?

二、作图、计算题

1. 异步电动机转子开路, $+a$ 轴领先 $+A$ 轴 30° , 如图40(a), $t=0$ 时 $\bar{B}_s$ 位置与 $+A$ 轴重合在时间相量图上画出 $\dot{\psi}_A$ 、 $\dot{\psi}_s$ 及 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 的位置。如果 $+a$ 轴落后 $+A$ 轴 90° , 如图40(b), $t=0$ 时 $\bar{B}_s$ 与 $+a$ 轴重合, 在时间相量图上画出 $\dot{\psi}_A$ 、 $\dot{\psi}_s$ 及 $\dot{E}_1$ 、 $\dot{E}_2$ 的位置。



2. 一台异步电动机转子短路并堵转, 已知 $t=0$ 时气隙磁密 $\bar{B}_s$ 在空间位置如图41。当转子位置处在图41(a)、(b)两种情况下, 在时间相量图上画出 $\dot{\psi}_A$ 、 $\dot{E}_2$ 、 $\dot{I}_2$ 的位置, 在空间矢量图上画出转子磁动势 $\bar{F}_2$ 的位置。(已知转子阻抗角 $\psi_2 = \tan^{-1} \frac{x_2}{r_2} = 80^\circ$)



3. 有一台 3000V、50Hz、90kW、1457r/min、Y 联接三相绕线转子异步电动机。在额定运行情况下的功率因数为 0.86; 效率为 0.895; 定子内径 $D_s = 35\text{cm}$; 铁心轴向长度 $l = 18\text{cm}$, 定子上共有 48 槽; 定子绕组为双层短距绕组, 每槽有 40 根导体; 线圈跨距为 10 槽; 转子绕组为双层整距绕组, 每一线圈一匝; 转子共有 60 槽。定、转子绕组支路数 $a_1 = a_2 = 1$, 试求:

(1) 该机的极数、同步速及额定运行情况下的转差率;

(2) 额定输入功率及额定输入电流;

(3) 定、转子电压变比 k_e 、电流变比 k_i 及阻抗变比 k_z ;

(4) 当有额定电流流过时, 定子基波旋转磁动势的幅值;

(5) 设在额定运行情况下, 定子感应电动势为额定电压的 0.9 倍, 求每极基波磁通及气隙中基波旋转磁场的最高磁通密度;

(6) 同上情况, 转子每相感应电动势及频率。

4. The sator of a 3-phase 6-pole 50-cps. induction motor is connected to the 3-phase 50-cps. mains. For each of the following conditions, (1) at the instant of starting and (2) when the rotor is operating at a slip of 3 per cent, give the rotor frequency and the following speed in rpm.

- a. Speed of stator field with respect to stator.
- b. Speed of stator field with respect to rotor.
- c. Speed of rotor field with respect to rotor.
- d. Speed of rotor field with respect to stator.
- e. Speed of rotor field with respect to stator field.

习题二十七 异步电动机运行分析

一、思考题

1. 试说明异步电机在发电机状态 ($n > n_1$) 以及电磁制动状态 ($n < 0$) 时定、转子的磁动势波 $\bar{F}_1$ 和 $\bar{F}_2$ 仍是同速率、同转向的。并说明在电动机状态时 $\bar{F}_1$ 和 $\bar{F}_2$ 之间的空间相位差是 0° 到 90° 电角度之间, 还是 90° 到 180° 电角度之间? 顺着电机转向何者在前, 何者在后?

2. 为什么异步电动机的功率因数总是滞后的?

3. 试说明转子绕组归算和频率归算的意义, 归算是在什么条件下进行的?

4. 异步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?

5. 异步电动机的等效电路有哪几种? 它们有何区别? 等效电路中的 $\frac{1-s}{s}r_2'$ 代表什么意义? 能否用电感或电容代替?

二、计算题

1. 设有一台三相异步电机数据如下: 6 极、50Hz, 转子绕组开路, 不转时每相绕组感应电动势为 110V, 额定转速为 980r/min, 并且转向与旋转磁场一致。问:

(1) 此异步电机运行于何状态 (发电机、电动机、电磁制动)?

(2) 这时转子电动势 $E_{2s} = ?$

(3) 如果转子堵住时参数为 $r_2 = 0.1\Omega$, $x_2 = 0.5\Omega$, 试求在 980r/min 的速度旋转时 $I_2 = ?$

2. 一台三相绕线转子异步电机当定子加额定电压而转子开路时, 滑环上电压为 60V, 转子绕组为 Y 接, 转子静止每相漏阻抗为 $0.6 + j4.0\Omega$, 若 $Z_1 = Z_2$ 且忽略激磁电流。计算:

(1) 当转子接入一个 Y 接的起动电阻, 每相电阻值为 5.0Ω , 在额定电压下起动时, 转子中电流的大小。

(2) 转子绕组短接, 电机在 $s = 0.04$ 运转时, 转子电流的大小和频率, 这时转子上总机械功

n_N 转

率。

3. 有一台三相380V、Y接法、50Hz、 $n_N=1444\text{r/min}$ 的绕线转子异步电动机,其每相参数为: $r_1=0.4\Omega$, $r_2'=0.4\Omega$, $x_1=1\Omega$, $x_2'=1\Omega$, $x_m=40\Omega$, r_m 略去不计,设转子为三相,定转子的有效匝比为4,试求:

- (1)满载时的转差率;
- (2)根据等效电路解出 I_1 、 I_2 和 I_m ;
- (3)满载时转子每相电动势 E_{2s} 及其频率的大小;
- (4)总的机械功率。

4. A three-phase induction motor has a Y-connected rotor winding. At standstill the rotor winding opening circuit induced emf. per phase is 100 volts rms. The resistance per phase is 0.3 ohm, and the leakage reactance is 1.0 ohm per phase.

(a) With the rotor blocked what is the rms value of the rotor current? What is the power factor of the rotor circuit? Assume that the impedance of the stator is equal to the referred value of the rotor impedance at standstill. Neglect no-load current.

(b) When the motor is running at slip of 0.06, what is the rms value of the rotor current? what is the power factor of the rotor circuit?

(c) Compute the value of the gross mechanical power in part(b).

习题二十八 异步电动机的功率和转矩

一、思考题

1. 异步电动机运行时,内部有哪些损耗?当电机从空载变化到额定负载运行时,这些损耗中哪些基本不变?哪些是随负载变化的?

2. 一台绕线转子异步电动机,当负载转矩 T_2 不变时,在转子回路中串入一个附加电阻 r_1 ,它的大小等于转子绕组电阻 r_2 ,问这时电机的转差率将会怎样变化(近似认为 T_M 不变)?

3. 如果异步电机转子的电阻 r_2 不是常数,而是频率的函数,设 $r_2 = \sqrt{s} r_a$ (r_a 为一已知数)。在分析过程中采用频率归算后,其等效转子阻抗是多少?

4. 如果某异步电机的转子电阻 r_2 不是常数,而是频率的函数,设 $r_2 = \sqrt{s} r_a$ (r_a 为一已知数),找出它的电磁功率 P_M ,机械功率 P_n 和转子铜耗 p_{cu2} 来。此时以下的公式是否成立?

$$P_n = (1 - s)P_M$$

$$p_{cu2} = sP_M$$

二、计算题

1. 一台三相异步电动机的输入功率为60kW,定子总损耗为1.0kW,转差率为0.03,计算总的机械功率和转子每相铜耗。

2. 一台三相六极异步电动机,额定电压为380V,电源频率为 $f_1=50\text{Hz}$,额定容量 $P_N=28\text{kW}$,额定转速 $n_N=950\text{r/min}$,额定负载时定子功率因数 $\cos\varphi_1=0.88$,定子铜耗、铁耗共为2.2kW,机械损耗为1.1kW,忽略附加损耗。试计算在额定负载时的下列各值:

- (1)转差率 s_N ;
- (2)转子铜损;
- (3)效率 η ;

(4) 定子电流;

(5) 转子电流频率。

3. 一台六极工频绕线转子异步电动机, $m_1 = m_2 = 3$, 带额定负载运行时测得转子电流频率为 2Hz, 转子总铜耗为 400W, 求:

(1) 额定转速为多少?

(2) 若保持转矩不变, 在转子回路串入电阻运行, 此时量得转子总铜耗为 900W, 问此时转子转速为多少?

(3) 若转子回路串入电阻起动, 起动时, 转子总铜耗为 12kW, 试求起动转矩与额定电磁转矩之比值。 1.2

4. 设有一台三相、380V、Y 接法、50Hz、1440r/min 的异步电动机, $r_1 = r_2' = 0.2\Omega$, $x_1 = x_2' = 0.6\Omega$; 额定电压时空载电流 $I_0 = 12A$, $\cos\phi_0 = 0.11$, 机械损耗 p_m 为空载输入功率的 8.7%; 附加损耗 p_{ad} 为额定输入功率的 1%; 试用等效电路求出满载时的 $P_1, P_2, P_M, P_D, p_{\alpha 1}, p_{fe}, p_{\alpha 2}, p_m, p_{ad}$ 及效率 η , 并绘出功率流程图表明它们的相互关系。

5. A 6-pole, 400V, 50Hz, 3-phase induction motor has an output of 30h. p. at a slip of 0.02 p. u. If the torque required for mechanical losses is 20 N. m and the stator loss is 0.9kW, calculate the input power and efficiency.

习题二十九 异步电动机的机械特性

一、思考题

异步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。如电源电压下降 5%, 而负载转矩不变, 对 $T_{max}, T_n, n_1, n(s), I_1, \Phi_m$ 等有何影响?

2. 某异步电动机如果①转子电阻加倍; ②定子漏电抗加倍; ③外加电压上升; ④频率由 50Hz 变为 60Hz。各对最大转矩、起动转矩有何影响?

3. 什么电抗对同步电机的最大转矩起主要影响? 什么电抗对异步电机转矩起主要影响?

二、计算题

1. 有一 Y 接三相四极绕线转子异步电动机 $f_1 = 50Hz, P_N = 150kW, U_1 = 380V$, 额定负载时测得转子铜耗 $p_{\alpha 2} = 2210W$, 机械损耗 $p_m = 2640W$, 附加损耗 $p_{ad} = 1000W$, 已知该电机参数如下:

$r_1 = r_2' = 0.012\Omega, x_1 = x_2' = 0.06\Omega, c = 1$, 试求:

(1) 额定工作时之 P_M, s, n, T_M ;

(2) 产生最大转矩时之 s_m ;

(3) 当负载转矩不变时, 在转子中串入电阻 $R_f = 0.1\Omega$, 此时之 $s, n, p_{\alpha 2}$;

(4) 欲使起动时产生最大转矩, 问应在转子电路中串入若干电阻? (归算到定子边的值)。

2. 一台三相绕线转子异步电机 $P_N = 7.5kW, n_N = 1430r/min, r_2 = 0.06\Omega$, 今将此电机用在起重装置上, 加在电机轴上的静转矩 $T_c = T_2 + T_0 = 4kg \cdot m$, 要求电机以 500r/min 的转速将重物降落, 问此时在转子回路中每相应串入多大电阻? (忽略 p_m 和 p_{ad})。

3. 一台三相 8 极异步电动机的数据为: $P_N = 260kW, U_N = 380V, f = 50Hz, n_N = 722r/min$, 过载能力 $k_m = 2.13$, 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。

4. 一台 JO₂-62-6、13kW 异步电动机, $U_N=380V$, 三角形接法, 额定运行时 $I_{2N}=274A$, $n_N=970r/min$, 在转矩不变的情况下, 因电网电压下降使得转子转速为 $900r/min$, 求此时转子电流为多少?

5. For a given condition of a polyphase induction motor, when the rotor current is 100 amperes, the flux per pole is 0.08Wb, and the phase angle of the secondary is 60 degrees, a torque of 9. Kg-m is produced.

(a) What torque would be produced if the flux per pole is 0.08Wb, the rotor current is 75 amperes, and the phase angle of the secondary is 75 degrees?

(b) What torque would be produced if the flux is 0.07Wb, the current is 90 amperes, and the phase angle of the secondary is 50 degrees?

习题三十 异步电动机的机械特性

1. 已知一台三相 Y 接四极异步电机的额定容量 $P_N=14kW$ 在额定运行时的数据为: 额定转差 $s_N=0.05$, 转子电阻 $r_2=0.01\Omega$ 和机械损耗 $p_m=0.7kW$ 。今在转子中串入附加电阻 $r_1=\frac{1-s_N}{s_N}r_2=0.19\Omega$, 并把转子卡住不转。问

(1) 气隙磁通 Φ_m , 转子磁动势 F_2 和定子磁动势 F_1 的大小及相对位置与额定运行时比较有没有变化?

(2) 此时的电磁功率 P_M 、转子铜耗 p_{cu2} 、输出功率 P_2 和电磁转矩 T_M 是多少?

2. 一台三相异步电机的数据为 $P_N=50kW$, $U_N=380V$, $f=50Hz$, 极对数 $p=4$, 额定负载时的转差率为 0.025, 最大转矩为额定转矩的二倍。求产生最大转矩时的转速为多少?(用转矩实用公式)

3. 一台三相六极异步电机的定子及转子总的电抗为每相 0.1Ω , 归算到定子边的转子电阻为每相 0.02Ω 。求产生最大转矩时的转速? 已知电源的频率为 $50Hz$ 。又如在起动时需要产生 $2/3$ 最大转矩, 问须在转子中接入多大电阻(归算到定子边的值, 并忽略定子电阻的影响)?

4. The reactance of the stator of a 3-phase induction motor is equal to the referred value of the rotor reactance at standstill while each resistance is one-fifth of the reactance. Find the values of the starting torque and the maximum torque if the full-load torque of 520 N. m occurs at a slip of 0.04. Neglect no-load current.

习题三十一 异步电动机的起动

一、思考题

1. 普通笼型异步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? 但深槽型或双笼型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?

2. 绕线转子异步电动机在转子回路串入电阻起动时, 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 、 $\cos\psi_2$ 、 I_u 是如何变化的? 串入的电阻愈大是否起动转矩愈大? 为什么?

3. 两台同样的笼型异步电动机共轴连接, 拖动一个负载。如果起动时将它们的定子绕组串

501068
14-9540757
13332.42.107

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,对最初起动电流和最初起动转矩的影响怎样?

二、计算题

1. 一台三相四极异步电动机额定容量为28kW,额定电压为380V,额定负载时的效率为90%, $\cos\varphi_1$ 为0.88,定子绕组为三角形联结,在额定电压下的短路电流为额定电流的5.6倍,问若用“星—三角形”起动时,最初起动电流是多少?

2. 一台绕线转子三相异步电动机 $p=2, r_1=r_2'=0.01\Omega, x_1=x_2'=0.05\Omega, n_N=1470\text{r/min}$, 不计 $I_m, C\approx 1, K_c=K_t=1.73$ 。

(1) 把最初起动电流限制在额定电流的两倍,问每相应串多大的电阻?

(2) 求串入电阻后的 $\frac{T_s}{T_N}=?$

3. 一台 JO₂-41-6 型三相 50Hz 笼型异步电动机,额定功率 3kW,额定电压 380V,额定电流 6.81A,额定转速 957r/min,定子绕组 Y 接法。起动时电机参数: $r_1=2.08\Omega, x_1=2.36\Omega, r_2'=1.735\Omega, x_2'=2.8\Omega, c=1.03$ 。试求:

(1) 全压起动时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数;

(2) 若用自耦变压器起动,自耦变压器的变比 $k_A=2$,此时的最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数为多少?

(3) 若定子串电抗器起动,降压值与(2)相同,其最初起动电流倍数和最初起动转矩倍数是多少?

(4) 该电机能否应用“星—三角”起动?为什么?

4. 一台笼型异步电动机由自耦变压器起动,已知自耦变压器变比为 2:1,并知自耦变压器内阻抗欧姆值(从高压边看)等于异步电机短路阻抗欧姆值(从定子边看)。认为两短路阻抗角相等,忽略励磁电流影响,问此时电网供给的最初起动电流和电机的最初起动转矩为全压起动时的多少倍?

5. A 15-hp 440-volt three-phase Y-connected 60 cycle squirrel-cage induction motor has an efficiency of 89 per cent and a power factor of 90 per cent when running at full load. The starting current at full voltage is 7 times full-load current and is to be reduced to 2.5 times full-load current by means of a starting compensator. Compute the percentage tapping of an autotransformer necessary for this result. Neglecting saturation and no-load admittance.

习题三十二 异步电动机的调速

一、思考题

1. 变极调速电动机当改变极数时,如果气隙磁密最大值保持不变,则电机的 $\cos\varphi$ 和励磁电流将如何变化?何故?

2. 为什么变频恒转矩调速时要求电源电压随频率成正比变化?若电源的频率降低,而电压大小不变,会出现什么后果?

3. 试分析绕线转子异步电动机在转子回路串入电阻调速时,电机内部发生的物理过程,如果不串入电阻,而是接入一个与转子电流频率相同、相位一致的外加电动势,则电动机的转速将如何变化?

4. 一倍极比的双速异步电动机, 如果从低速改变到高速, 而通入电流的相序保持不变, 这时电动机的旋转方向如何? 为什么?

二、计算题

1. 绕线转子异步电机 $p=2, f=50\text{Hz}, r_2'=0.02\Omega$, 额定负载时 $n=1465\text{r/min}$, 若频率不变, 转矩不变, 求:

(1) 必须在转子内串入多大电阻使 $n=1050\text{r/min}$;

(2) 若电机过载能力 $k_m=2$, 转子未串电阻时 $s_m=0.2$, 问有可能用降压法使其运行于 1050r/min 吗?

2. 一台三相 50Hz 、6 极绕线转子异步电动机, 当有额定输出功率 100kW 时, 转速为 980r/min , 若轴上的负载转矩保持不变, 在转子回路中接入电阻调速, 把转速降低到 750r/min , 试求消耗在调速电阻上的功率和减速后的输出功率? 设电动机的机械损耗为额定输出功率的 1% , 不计附加损耗。

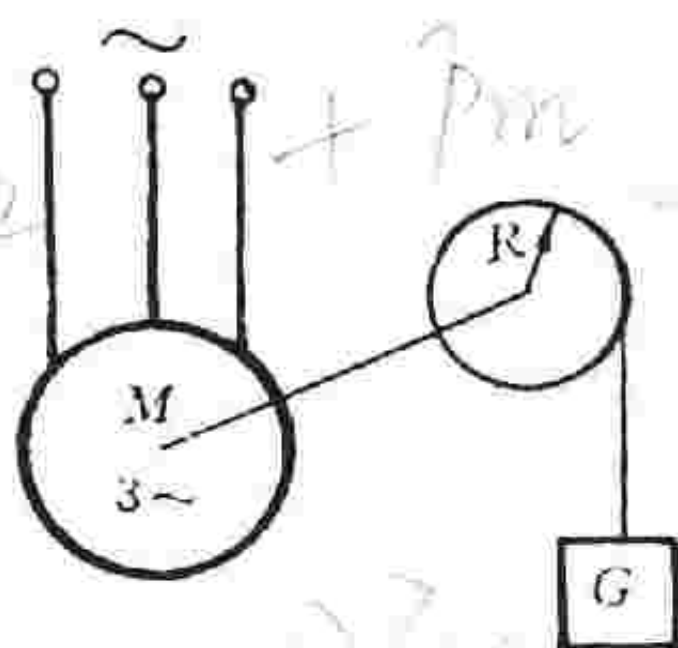


图42

3. 一台三相四极绕线转子异步电动机带动一重物升降(图42)。已知绞车半径 $R=20\text{cm}$, 重物的重量 $G=50\text{kg}$, 转子 Y 接, 每相电阻 $r_2=0.05\Omega$ 。当重物上升时, 电动机转速为 1440r/min , 忽略机械摩擦力矩。今欲使电动机以 750r/min 的转速把重物放下。问转子每相需串入多少附加电阻 R_s ? 附加电阻需要多大的电流容量? 并证明, 在重物下降时, 转子铜耗 p_{cu2} 是来自定子的电磁功率 P_M 与来自重物所作的机械功率 P_G 之和。

4. A four-pole, 60-cycle, wound-rotor induction motor has a normal full-load slip of 5 per cent. The resistance per phase of the rotor winding is 0.3 ohm .

(a) What external resistance must be inserted in the rotor circuit so that its full-load speed is 900 rpm ?

(b) What will be the approximate efficiency of the motor when operating at full load at a speed of 900 rpm .

V 直流电机

习题三十三 直流电机的绕组

一、思考题

1. 单叠绕组和单波绕组的联接规律有何不同? 同样极对数 p 的单叠、单波绕组的支路对数为什么相差 p 倍?

2. 叠绕组或波绕组元件的第一节距 y_1 为什么应该接近于一个极距, 如果大于或小于一个极距时有何影响?

3. 放置电刷的原则是什么? 若元件端接对称时, 电刷应放在换向器上的什么位置? 若元件

端接不对称,如图43所示,电刷应放在换向器的什么位置?

4. 何谓换向器上的几何中性线?它的位置由什么决定?实际电机中它的位置常在何处?为什么电刷安放在换向器上的几何中性线上时,能够获得最大的感应电势?

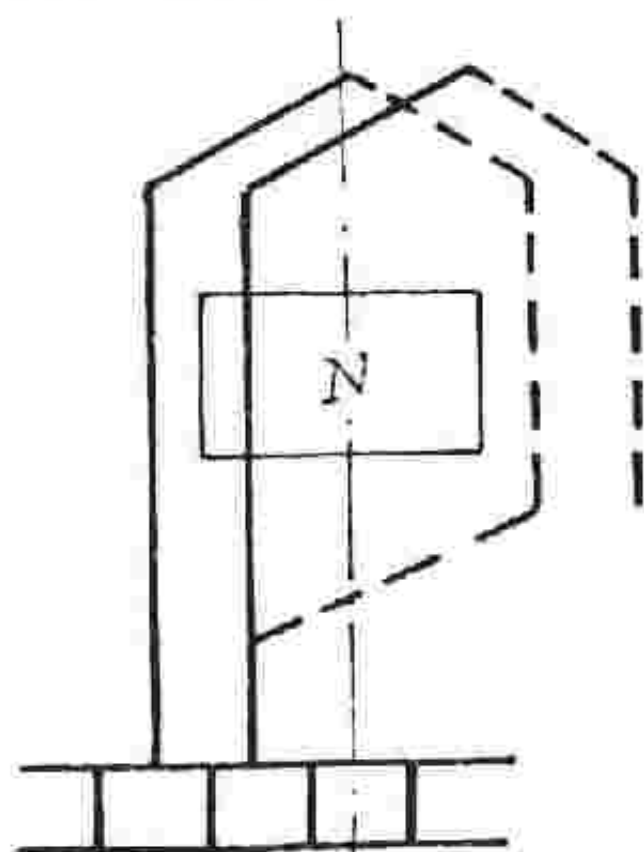


图43

二、作图题

1. 一单叠右行绕组的数据为: $S=K=Z_c=24$, $2p=6$, 试画出绕组展开图,画出主磁极和电刷,支路对数为多少?

2. 一左行单波绕组数据为: $S=K=Z_c=19$, $2p=4$,

①求出各节距 y_1 、 y_2 、 y 及 y_k ;

②画出绕组展开图;

③在展开图上画出磁极位置;

④画上电刷位置。

习题三十四 直流电机的电枢反应

一、思考题

1. 何谓电枢反应?电枢反应的性质由什么决定?电枢反应对气隙磁场有何影响?

2. 在直流发电机中,如果电刷偏离几何中性线后,则其电枢反应将对端电压产生什么影响?

3. 为什么交轴电枢反应会产生附加去磁作用?

二、计算题

1. 一台四极直流电动机的额定电枢电流为43A,电枢绕组为单波绕组,共有378根导体,电枢外径 $D_a=13.8\text{cm}$,极弧系数(主极极面宽度与极距之比) $\alpha=0.63$,电刷放在几何中性线上,在额定运行情况下,励磁磁动势为1100安/极,试求:

①电枢电负荷;

②电枢反应磁动势幅值;

③后极尖处磁通密度与前极尖的磁通密度之比(不计磁路饱和的影响)。

2. 若题1中电动机的电刷逆电枢旋转方向移过 10° 电角度,试求电枢反应的直轴分量和交轴分量。直轴电枢反应为去磁作用还是加磁作用?这时后极尖处的磁密与前极尖的磁密之比为多少(不计磁路饱和的影响)?

3. 一台四极直流并励电动机数据为:110V、1500r/min,额定电枢电流为33.3A,电枢绕组为单波绕组,共计有540根导体,电枢外径 $D_a=13.8\text{cm}$,电枢电阻 $R_a=0.3\Omega$,电刷在几何中性线上。由于饱和现象,电枢反应的等效去磁安匝数为交轴电枢磁动势安匝的12%。该机在1500r/min时,测得的空载曲线 $E_a=f(I_f)$ 有如下数据:

$E_a(\text{V})$	60	80	100	120	140
$I_f(\text{A})$	0.72	1.05	1.36	0.72	2.44

在额定运行情况下,励磁绕组中的电流为1.5A。试求:

①电枢的电负荷;

②电枢反应的交轴电枢安匝数;

③电枢反应的等效去磁安匝数;

④励磁绕组的每极匝数。

(注:直流电动机的电动势方程式为 $E_a = U - I_a R_a$.)

习题三十五 直流电机的感应电动势和电磁转矩

一、思考题

1. 直流发电机负载运行下电枢电动势与空载时是否相同?计算电动势 E_a 是用什么磁通计算的?

2. 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如何变化?

①磁通减少10%;

②励磁电流减少10%?

③磁通不变,转速增加20%;

④磁通减少10%,同时转速增加20%。

3. 电磁转矩是怎样产生的?它的大小与哪些因素有关?

4. 为什么说电枢磁动势的交轴分量与气隙磁场相互作用产生电磁转矩?直轴分量为什么不产生?

二、计算题

1. 一直流发电机, $2p=4$, $2a=2$, $Z=35$, 每一槽内嵌有10根导体, 如欲在1450r/min 下产生230V 电动势, 则每极磁通应为多少?

2. 一台直流发电机, $2p=4$, $2a=2$, $S=21$, 每元件匝数 $w_c=3$, 当 $\Phi_0=1.825 \times 10^{-2} \text{Wb}$, $n=1500 \text{r/min}$ 时, 试求正、负电刷间的电压。

3. 一台直流发电机, $2p=8$, 当 $n=600 \text{r/min}$, 每极磁通 $\Phi=4 \times 10^{-2} \text{Wb}$ 时, $E_a=230 \text{V}$, 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?

4. 一台四极, 82kW、230V、972r/min 的他励直流发电机, 如果额定运行时的磁通比空载电压额定电压时的磁通多5%, 试求电机的额定电磁转矩(设从空载到额定运行维持转速不变)。

5. The voltage a separately excited dc generator is 250V. what voltage is generated if:

(a) The flux is reduced by 10%?

(b) The speed is increased by 20%, retaining the original flux?

(c) The original flux is reduced by 10% while simultaneously increasing the speed by 20%?

6. When the speed of a dc generator is raised by 15%, by what percentage must the flux be reduced in order to retain the original voltage?

习题三十六 直流电机的换向

思考题

1. 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?它对换向各有什么影响?

2. 换向极的作用是什么?它装在什么位置?它的绕组应如何连接?如果将已调整好的换向极绕组的极性接反,则运行会出现什么现象?

3. 换向极已设计好的电机,在额定负载时可得到直线换向,现电机过载,换向极磁路相当饱和,问换向情况会有什么变化?

4. 接在电网上运行的并励电动机,如用改变电枢极性来改变旋转方向,换向极绕组不改变,换向情况是否有变化?

5. 小容量两极直流电机,只装一只换向极,是否会造成一刷换向好,另一刷换向不好?

6. 为了保证换向良好,对换向极的磁路系统和电路系统有何要求?如有一直流发电机在额定负载时出现延迟性火花,在换向极匝数不变的情况下,欲得良好换向,换向极气隙应如何调整?

习题三十七 直流发电机

一、思考题

1. 负载时直流发电机中有哪些损耗?是什么原因引起的?铁耗和机械损耗在什么情况下可以看成是不变损耗?

2. 如果没有磁路饱和现象,并励直流发电机能否自励?作图说明。

3. 并励直流发电机正转能自励,反转能否自励?假若不能自励?应怎么办?

4. 同一台直流电机,当转速相同时,把它作为他励和并励时的电压调整率是否相同,为什么?

二、计算题

1. 一台四极、82kW、230V、970r/min 的他励直流发电机,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。

2. 一台四极82kW、230V、970r/min 的并励发电机,在75℃时的电枢回路电阻 $r_a = 0.0259\Omega$,并励绕组每极有78.5匝,四极串联后的总电阻 $r_f = 22.8\Omega$,额定负载时,并励回路串入 3.5Ω 的调节电阻,电刷压降 $2\Delta U_b = 2V$,基本铁耗及机械损耗 $p_{fe} + p_m = 4.3kW$,附加损耗 $p_{ad} = 0.005P_N$ 。试求额定负载时发电机的输入功率、电磁功率、电磁转矩和效率。

3. 已知上题发电机的空载特性为:

$I_f(A)$	2	3.2	4.5	5.5	6.5	8.2	117
$U_0(V)$	100	150	198	220	244	260	280

若空载时产生额定电压,励磁电路应串入多大调节电阻?在额定转速下的临界电阻是多少?

4. 一台并励发电机在600r/min 时空载电压为125V,假如将转速提高到1200r/min,同时将励磁回路电阻增加一倍,问电机的空载电压应为多少?

5. A 150kW 250V shunt excited generator has a field resistance of 50Ω and a rotor resistance of 0.05Ω . Under steady state operation the rotor speed is measured to be 1800r/min.

Part I. Calculating the following quantities:

- (a) the full-load current flowing into the load,
- (b) the field current,
- (c) the rotor current,
- (d) the full-load generated armature emf. E_a ,
- (e) the load resistance for rated conditions of operation, and,
- (f) the developed electromagnetic torque.

Part II. Neglecting all losses.

- (a) what is the external torque required for the operation of this device, and
- (b) if the rotor is brought to a halt by some external device, what is the value of E_a why?

习题三十八 直流电动机

一、思考题

1. 如何判别直流电机运行于发电机状态还是电动机状态, 它们的 T_M 与 n , E_a 与 I_a 的方向关系怎样? 能量转换关系有何不同?
2. 并励直流发电机在电网上运行, 今要将发电机改为电动机运行, 若只改变励磁电流 I_f , 使 I_f 减小以使 E_a 减小, 其它不变, 能不能成为电动机运行?
3. 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改变转向后(其它未变), 当电枢电流的大小与正转时相同时, 发现转速为 1500r/min , 试问这可能是是什么原因引起的?
4. 拖动某生产机械的直流电动机正转和反转时轴上输出转矩相同, 但正转时电枢电流比反转时大, 试分析其原因?

二、计算题

1. 已知一他励直流电机接在 220V 的电网上运行, 并知电机为单波绕组, $2p=4$, $N=370$, $n=1500\text{r/min}$, $\Phi=1.1 \times 10^{-2}\text{Wb}$, 电枢回路总电阻(包括电刷接触电阻) $R_a=0.208\Omega$, $p_{fe}=362\text{W}$, $p_m=204\text{W}$, 试问:

- (1) 此直流电机是发电机还是电动机?
- (2) 电磁转矩、输入功率、效率各为多少?

2. 一台并励电动机, $P_N=5.5\text{kW}$, $U_N=110\text{V}$, $I_N=58\text{A}$ (从电网来的总电流), $n_N=1470\text{r/min}$, $R_f=138\Omega$, $R_a=0.15\Omega$ 。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, 试求达到稳定状态后的转速。

3. 一台 50kW 的直流并励发电机, 其已知数据为 $U_N=230\text{V}$, $n_N=1450\text{r/min}$, 额定运行时之励磁电流 $I_{fN}=6\text{A}$, 电枢回路总电阻 $R_f=0.08\Omega$, 如果把这台发电机改为电动机运行, 端压为 220V , 且励磁回路电阻 R_f 与发电机额定运行时一样, 求电动机额定负载时的转速、电磁转矩、电磁功率以及额定负载时的输入功率。

4. 并励电动机铭牌如下: $P_N = 96\text{kW}$, $U_N = 440\text{V}$, $I_N = 255\text{A}$, $I_{fN} = 5\text{A}$, $n_N = 500\text{r/min}$, 已知电枢电阻为 0.078Ω , 若忽略电枢反应的影响, 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) 电机的理想空载转速(即 $I_a = 0$ 时之转速);
- (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。

5. A 20-hp 230-volt, 1150-rpm shunt motor has four poles, four parallel armature paths, and 882 armature conductors. The armature circuit resistance is 0.188 ohm. At rated speed and rated output the armature current is 73 amps and the field current 1.6 amps. Calculate:

- (a) the electromagnetic torque;
- (b) the flux per pole;
- (c) the rotational losses;
- (d) the efficiency;
- (e) the shaft load.

习题三十九 直流电动机

一、思考题

1. 要改变(1)并励电动机,(2)串励电动机,(3)复励电动机的旋转方向,应该怎么办?
2. 试从电动势平衡的关系上说明,为什么直流电动机起动过程中电枢电流是由大变小的?使电流下降的直接原因是什么?
3. 并励电动机正在运行时突然励磁绕组断开,试问电机有剩磁或没有剩磁时,后果如何?若起动时就断了线又有何后果?
4. 一台他励电动机在稳态下运行时电枢电动势为 E_a , 如果负载转矩 $T_2 = \text{常数}$, 外加电压和电枢电路中的电阻均不变, 试问减弱励磁使转速上升到新的稳态后, 电枢电势将如何变化(大于、等于或小于 E_a)?
5. 电动机的电磁转矩是拖动性质的转矩, 看来电磁转矩增大时转速应上升, 但从直流电动机的机械特性中却得到相反的结果, 即电磁转矩增大时转速反而下降, 这是什么原因?

二、计算题

1. 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枢电流的1.5倍, 试求起动变阻器应为多少? 其电流容量应为若干? 若起动时不接起动器, 则起动电流为额定电流的多少倍?

2. 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), $I_f = 2\text{A}$. 若制动转矩不变, 在电枢回路串入一电阻使转速降低到 450r/min , 试求该电阻的阻值、输出功率和效率。

3. 串励电动机, $U_N = 220\text{V}$, $R_a = 0.4\Omega$, $I_a = 41.1\text{A}$, $n = 1500\text{r/min}$, 带恒转矩负载运

转, 电枢回路串入电阻 $R_j = 1.65\Omega$, 求串入电阻后转速。

4. 串励电动机, $U_N = 220\text{V}$, $R_a = 0.4\Omega$, $I_a = 41.1\text{A}$, $n = 1500\text{r/min}$, 带恒转矩负载运

(3)若电压下降为110V,求此时转速。

4. 一台并励直流电动机的数据如下: $U_N=220\text{V}$ 、 $R_a=0.032\Omega$ 、 $R_f=275\Omega$,今将电机装在起重机上,当使重物上升时, $I_a=350\text{A}$ 、 $n=795\text{r/min}$,而将重物下放时(重物负载不变,电磁转矩也近于不变),电压及励磁电流保持不变,转速 $n=300\text{r/min}$,问电枢回路要串入多大的电阻?

5. 一台他励直流电动机数据如下:额定电压 $U_N=220\text{V}$,额定电枢电流 $I_{aN}=10\text{A}$,额定转速 $n_N=1500\text{r/min}$,电枢回路总电阻 $R_a=1\Omega$ (包括电刷接触电阻)。现将电动机拖动一重物 $G=5.44\text{kg}$ (图44)。已知绞车车轮半径 $r=0.25\text{m}$, (忽略机械摩擦与铁损耗和电枢反应的作用),保持励磁电流为额定值。

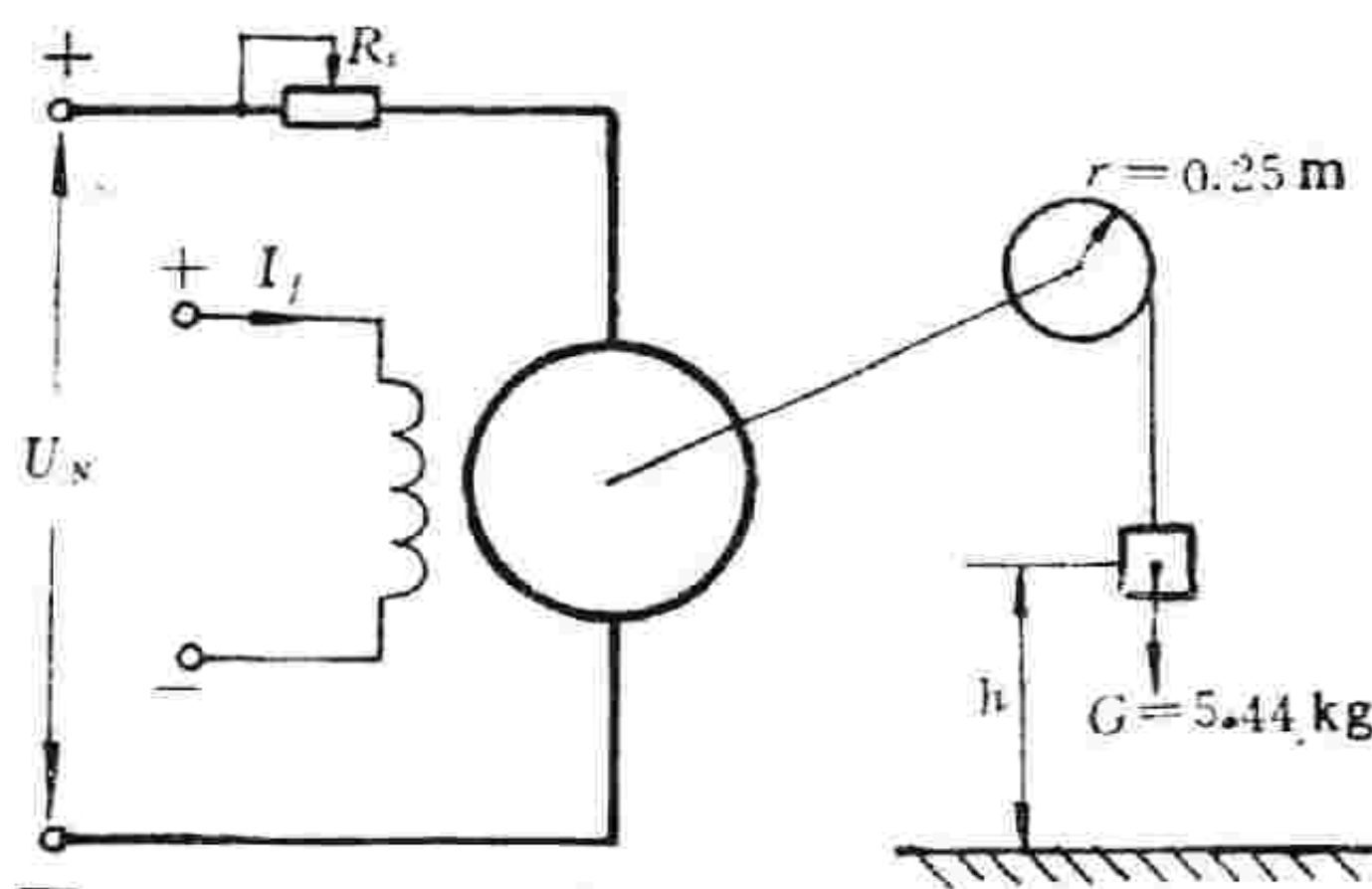


图44

(1)若电动机以 $n=150\text{r/min}$ 的速度将重物提升,问在电动机电枢回路应串多少电阻才行;

(2)当重物上升到距地面 h 高度时,需要停住,这时电动机电枢回路应串多少电阻;

(3)如果希望把重物从 h 高度下放到地面,并且下放时重物的速度保持为 314cm/s ,这时电枢回路应串多少电阻;

(4)如果当重物停在 h 高度时而把重物拿掉,这时电动机的速度为多少?

(5)分别计算以上四种情况电动机的输入功率、输出功率以及电阻 R_f 上消耗的功率。

6. A 200V d. c. shunt motor has a field resistance of 160Ω and an armature resistance of 0.5Ω . The motor operates on no-load with full field flux at its base speed of 800 rpm. with an armature current of 4A. If the machine drives a load requiring a torque of $98\text{N}\cdot\text{m}$, calculate the armature current and speed of the machine.

The machine is required to develop 7.5hp at 1000rpm what is the required value of external series resistance in the field circuit?

Magnetic saturation and armature reaction can be neglected.