

电 机 学

授课年级：2011级

授课专业：电气工程及其自动化
农业电气化及其自动化

授课教师：朱 凌

课件版本：ZL2013.03版

主要参考书目

- 叶 东主编. 电机学. 天津科学技术出版社. 1994.
- 李发海主编. 电机学（上、下册）. 科学出版社. 1982.
- 许实章主编. 电机学（上、下册）. 机械工业出版社. 1981.
- 许实章主编. 电机学习题集. 机械工业出版社. 1983.
- 胡虔生主编. 电机学例题与习题教程. 中国水利水电出版社. 1996.
- 李发海主编. 电机学（第三版）. 科学出版社. 2001.
- 孙旭东主编. 电机学习题与例题. 科学出版社. 2001.
- 辜承林主编. 电机学. 华中科技大学出版社. 2001.
- 龚世纓主编. 电机学实例解析. 华中科技大学出版社. 2001.

公共邮箱

- 用户名:

hddlgcx@163.com

- 密 码:

dlx2011

绪 论

0.1 概述

0.2 电机的分类

0.3 电机所用材料

0.4 铁磁材料的磁性能

0.5 主要电磁定律复习

0.6 电机中的能量守恒及效率

0.1 概 述

0.1.1 一次能源的利用及能量转换的现状

0.1.2 电机的一般性定义

0.1.3 课程的性质、任务及所需的基础知识

0.1.1 一次能源的利用及能量转换的现状

(1) 一次能源的分类

- 化石类能源：包括煤炭、石油和天然气。
- 非化石类能源：包括水能、核能、风能、太阳能等。

(2) 能源转换及应用的现状

- 现代人类对能源的使用，在形式上具有多样性。
- 电能作为二次能源，其生产、传输、控制、储存和使用较其它能源具有更高的安全性、方便性和灵活性。
- 因此现代生活中一次能源大多转换成电能加以利用。
- 在电能的生产、传输和使用过程中大量用到电机。
- 人类近两百年来对电机的认识上升到理论，即形成了我们今天学习的《电机学》课程。

0.1.2 电机的一般性定义

电机是利用电磁感应定律与电磁力定律，实现电能与机械能之间相互转换的机械。

由上述定义明显可见：*本质上电机是一种电磁装置。*

0.1.3 课程的性质、任务及所需的基础知识

(1) 课程性质 —— 具有较强专业特色的技术基础课。

(2) 课程任务

- 介绍电机的基本结构。
- 分析电机的基本工作原理。
- 研究电机的运行性能及其实验方法。
- 为电气工程相关专业后续课程奠定基础。

(3) 基础知识 —— 高数、大物、电路、**磁路**。

0.2 电机的分类

0.2.1 按电机的实际用途分类

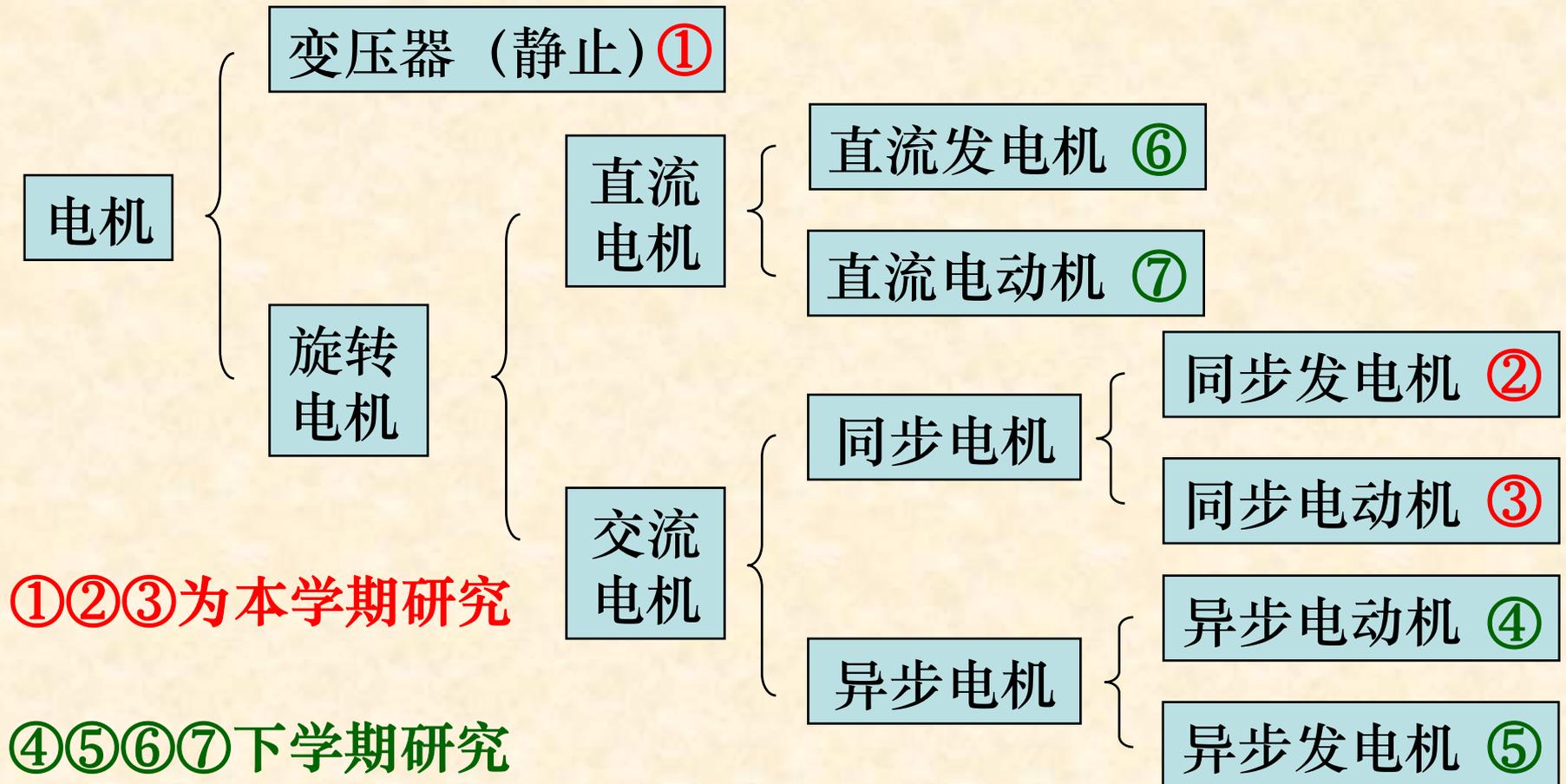
- (1) 发电机 ——将机械能转换为电能。
- (2) 电动机 ——将电能转变为机械能。
- (3) 变压器 ——变换交流电能传输过程中的电压等级。
- (4) 控制电机 ——作为自动控制系统中的执行元件。

0.2.2 按电压或电流的形式分类

- (1) 交流电机 ——包括发电机、电动机与变压器。
- (2) 直流电机 ——包括发电机与电动机。

0.2 电机的分类

0.2.3 从研究的角度按照电机基本原理分类



0.3 电机所用材料

0.3.1 导电材料

提供电流的通路，要求导电性能良好，即电阻小。

0.3.2 导磁材料

本章将专门讨论，请重点关注。

提供磁通的路径，要求导磁性能良好且损耗较低。

0.3.3 绝缘材料

起电气绝缘作用，要求介电强度高且耐热性能好。

0.3.4 冷却材料

将电机热量导出，要求热容量大而且导热能力强。

0.3.5 结构材料

起到支撑、紧固等作用，要求具有一定机械强度。

0.4 铁磁材料的磁性能

0.4.1 物质按其磁性能的分类

0.4.2 铁磁材料的基本特性

0.4.1 物质按其磁性能的分类

(1) 磁导率

- **磁导率**反映的是物质在外界磁场作用下被磁化的能力。
- 磁导率为物质的**自然属性**，一般用 μ 表示。
- 不同物质的磁导率不同，且可由试验测取。
- 经测定，真空的磁导率为一常数，一般用 μ_0 表示：

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

(2) 相对磁导率

- 某一物质的磁导率与真空磁导率之比，称为该物质的**相对磁导率**，用 μ_r 表示。
- 即：

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

0.4.1 物质按其磁性能的分类

(3) 物质按其相对磁导率的分类

- μ_r 稍大于1：称为顺磁物质，例如空气、铝等。
- μ_r 稍小于1：称为抗磁物质，例如水、铜等。
 - 以上两者一般均称为**非磁性物质**。
 - 并且工程上**近似认为**非磁性物质的磁导率均等于真空磁导率。
- μ_r 远大于1：称为铁磁物质，为门捷列夫元素周期表第四周期八族的铁、钴、镍及其合金。

0.4.1 物质按其磁性能的分类

元素周期表

周期	电子层	IA											0						
1	K	1 H 1.008											2 He 20.18						
2	L K 2	3 Li 6.941	4 Be 9.012											5 B 10.81	6 C 12.01	7 N 14.01	8 O 16.00	9 F 19.00	10 Ne 20.18
3	M L K 2	11 Na 22.99	12 Mg 24.31	III B	IV B	V B	VI B	VII B	VIII	IB	II B	13 Al 26.98	14 Si 28.09	15 P 30.97	16 S 32.06	17 Cl 35.45	18 Ar 39.95		
4	N M L K 2	19 K 39.10	20 Ca 40.08	21 Sc 44.96	22 Ti 47.88	23 V 50.94	24 Cr 52.00	25 Mn 54.94	26 Fe 55.85	27 Co 58.93	28 Ni 58.69	29 Cu 63.55	30 Zn 65.38	31 Ga 69.72	32 Ge 72.59	33 As 74.92	34 Se 78.96	35 Br 79.90	36 Kr 83.80
5	O N M L K 2	37 Rb 85.47	38 Sr 87.62	39 Y 88.91	40 Zr 91.22	41 Nb 92.91	42 Mo 95.94	43 Tc [99]	44 Ru 101.1	45 Rh 102.9	46 Pd 106.4	47 Ag 107.9	48 Cd 112.4	49 In 114.8	50 Sn 118.7	51 Sb 121.8	52 Te 127.6	53 I 126.9	54 Xe 131.3
6	P O N M L K 2	55 Cs 132.9	56 Ba 137.3	57-71 La-Lu 镧系	72 Hf 178.5	73 Ta 180.9	74 W 183.9	75 Re 186.2	76 Os 190.2	77 Ir 192.2	78 Pt 195.1	79 Au 197.0	80 Hg 200.6	81 Tl 204.4	82 Pb 207.2	83 Bi 209.0	84 Po [209]	85 At [210]	86 Rn [222]
7	O P O N M L K 2	87 Fr [223]	88 Ra 226.0	89-103 Ac-Lr 锕系	104	105	106	107	108	109									

- 注：
1. 原子量以碳-12原子质量的1/12为基准。
 2. 元素印红色的为放射性元素。
 3. 原子序数旁印○的为人工元素。

原子序数 → 26 铁 ← 元素名称
 元素符号 → Fe
 原子量 (有括号的为半衰期最长的同位素的质量数)

↑
 外围电子层排布: 3d⁶4s²
 加括号的指可能的电子层排布

57-71 镧系元素	57 La 138.9	58 Ce 140.1	59 Pr 140.9	60 Nd 144.2	61 Pm [145]	62 Sm 150.4	63 Eu 152.0	64 Gd 157.3	65 Tb 158.9	66 Dy 162.5	67 Ho 164.9	68 Er 167.3	69 Tm 168.9	70 Yb 173.0	71 Lu 175.0
89-103 锕系元素	89 Ac 227.0	90 Th 232.0	91 Pa 231.0	92 U 238.0	93 Np 237.0	94 Pu [244]	95 Am [243]	96 Cm [247]	97 Bk [247]	98 Cf [251]	99 Es [252]	100 Fm [257]	101 Md [258]	102 No [259]	103 Lr [260]

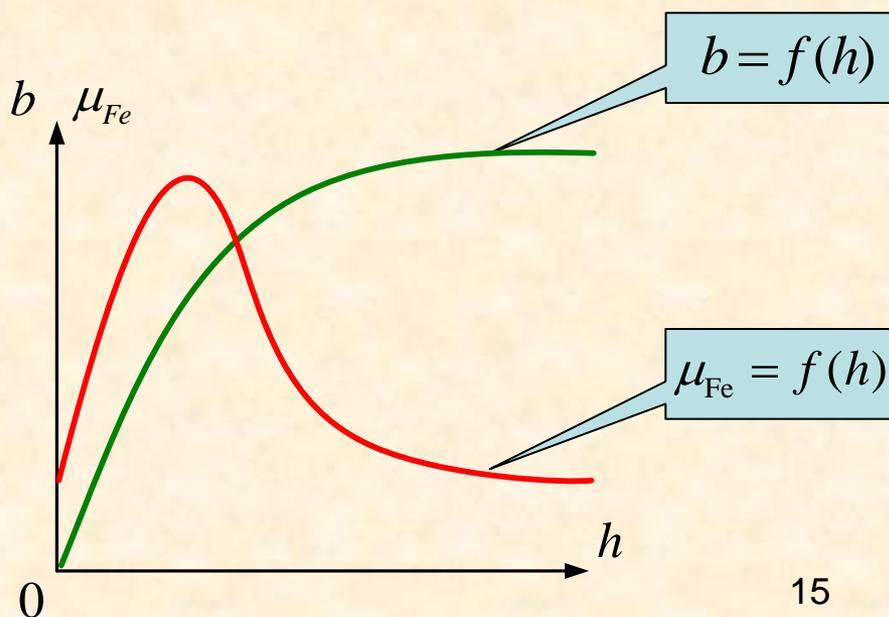
0.4.2 铁磁材料的基本特性

(1) 相对磁导率较大且不是常数

- 现象： $\mu_r = 2000 \sim 6000$
- 原因：铁磁物质中天然磁化区（磁畴）的作用。

(2) 磁感应强度与磁场强度间的函数关系非线性

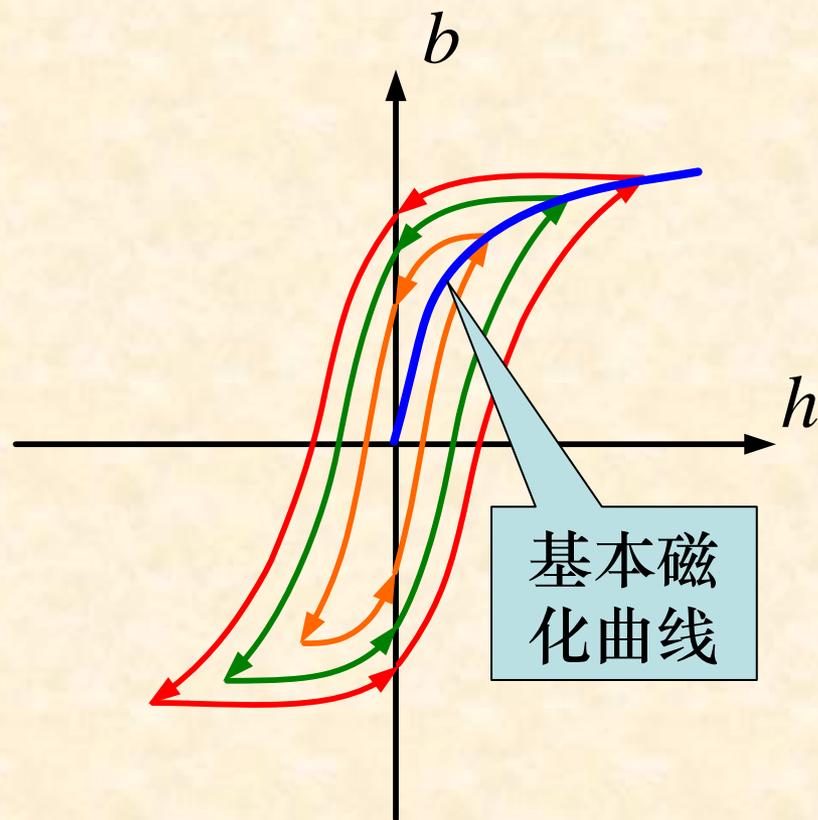
- $b = \mu_{Fe} h = f(h)$ 曲线呈饱和特性。
- 原因是： $\mu_{Fe} = f(h)$ 曲线非线性。
- $b = f(h)$ 曲线称为材料的**磁化曲线**，在电机的学习中**非常重要**。



0.4.2 铁磁材料的基本特性

(3) 存在磁滞效应

- 现象：铁磁物质一旦被外界磁场磁化后，即使取消外界磁场，其磁性仍会部分保留，称为剩磁。
- 产生剩磁原因：铁磁物质中的磁畴在经外界磁场的作用转向后，其位置不能恢复原状，产生部分滞留。
- 铁磁物质在交变磁化中测得的磁化曲线称为磁滞回线。
- 不同磁滞回线顶点的连线称为基本磁化曲线或称为平均磁化曲线。



0.4.2 铁磁材料的基本特性

(4) 在交变磁场中产生磁滞损耗和涡流损耗

- 磁滞损耗：交变磁场中磁畴转向相互摩擦产生的损耗。
- 涡流损耗：交变磁场感应的电动势形成的电流在铁磁物质电阻上产生的损耗。
- 磁滞损耗与涡流损耗之和统称为**铁心损耗**，简称铁耗。
- 单位重量的铁心损耗可由下式确定：

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

此式主要强调铁耗与频率及磁密幅值有关

- 式中：
- $p_{1/50}$ 为在磁通密度为1特斯拉（ 1Wb/m^2 ）且频率为50赫兹时的**比损耗**，可由实验测出。
 - f 为磁场交变的频率， B_m 为磁通密度的最大值。
 - 对于电机铁芯所采用的硅钢片， $\beta = 1.2 \sim 1.6$ 。

在电机学中仅用于定性分析而非定量计算

0.5 主要电磁定律复习

0.5.1 电路定律

0.5.2 磁路定律

0.5.3 电磁感应定律

0.5.4 电磁力定律

0.5.1 电路定律

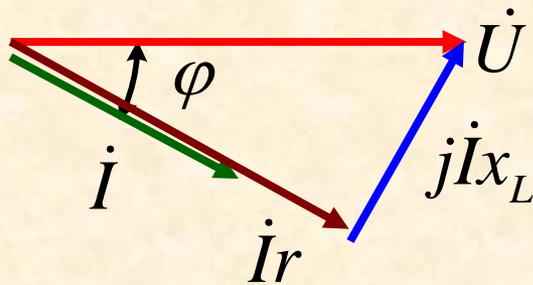
(1) 交流电路的欧姆定律

■ 表达式:
$$\dot{U} = \dot{I}z = \dot{I}(r + jx) = \begin{cases} \dot{I}(r + jx_L) \\ \dot{I}(r - jx_C) \end{cases}$$

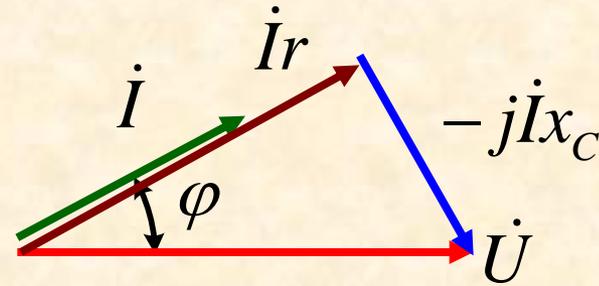
又称为功率因数角

电压与电流间的相位差:
$$\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{x}{r}$$

■ 相量图: 注意相量图与方程式为严格一一对应。



电流滞后于电压



电流超前于电压

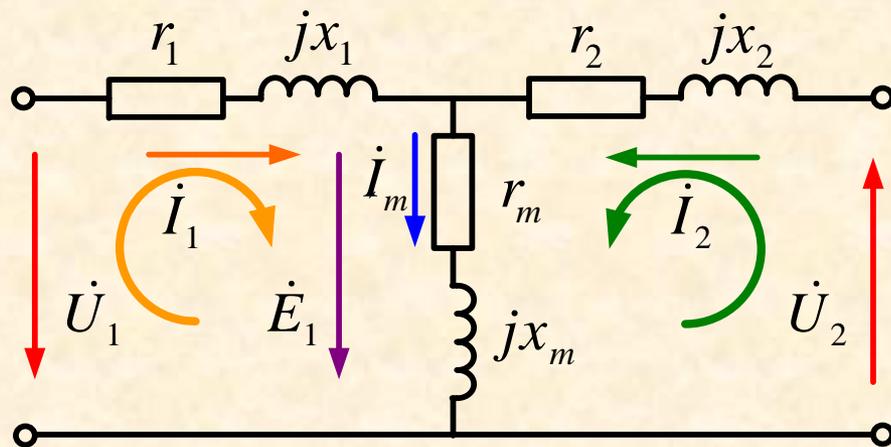
0.5.1 电路定律

(2) 基尔霍夫节点电流与回路电压定律

■ 表达式: $\Sigma \dot{I} = 0$ $\Sigma \dot{E} = \Sigma \dot{U}$

■ 应用举例

特需注意：感应电动势的规定正方向为电位升，此处与电路不同。



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

$$\dot{E}_1 = -\dot{U}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1)$$

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2(r_2 + jx_2)$$

$$\dot{E}_1 = -\dot{I}_m(r_m + jx_m)$$

0.5.2 磁路定律

(1) 磁通连续性原理

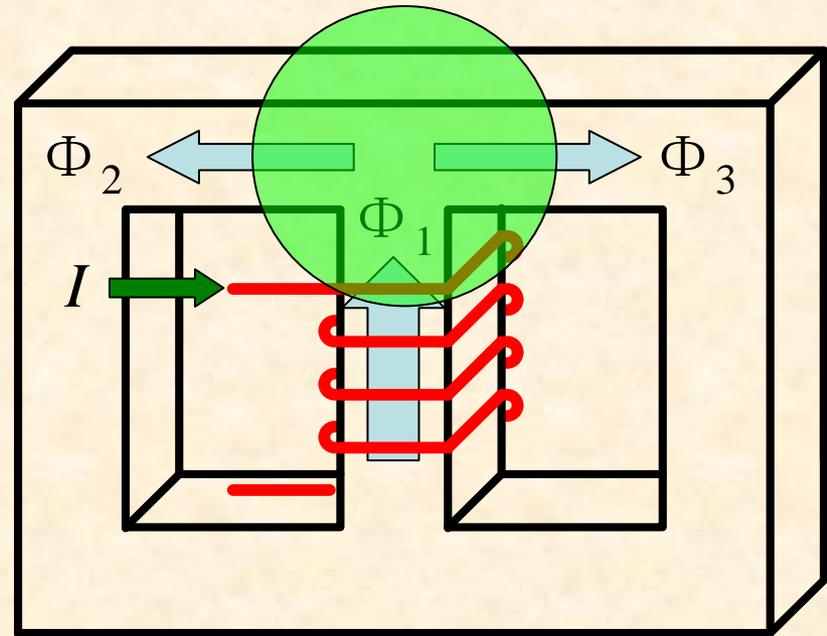
- 电磁学中的表述

$$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$$

- 电机学中的表述

一般式： $\sum \Phi = 0$

结论一： 在任意瞬间，磁路节点上磁通量的代数和等于零。

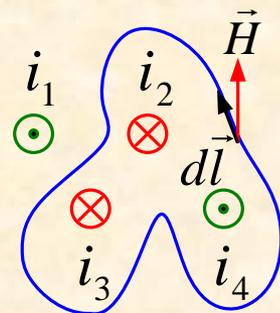


$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$$

0.5.2 磁路定律

(2) 安培环路定律

- 电磁学中的表述 $\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i = -i_2 - i_3 + i_4$
- 电机学中的表述



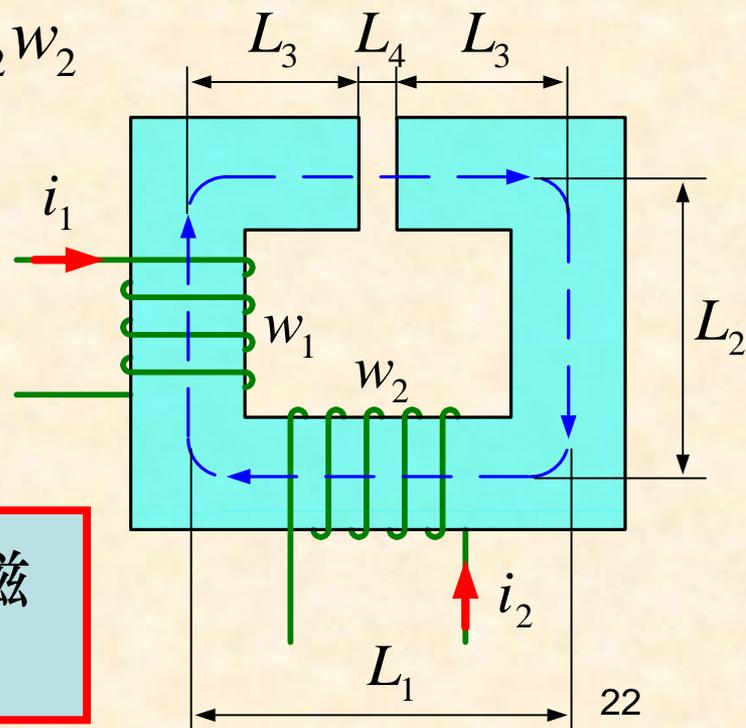
$$H_1 L_1 + 2H_2 L_2 + 2H_3 L_3 + H_4 L_4 = i_1 w_1 - i_2 w_2$$

一般式: $\sum_{i=1}^m H_i \cdot L_i = \sum_{j=1}^n i_j \cdot w_j = F$

磁压降

磁动势

结论二: 作用在闭合磁路上的总的磁动势, 等于各段磁路上磁压降之和。



0.5.2 磁路定律

(3) 磁路欧姆定律

■ 某段磁路的磁压降 $H_i L_i = \frac{B_i}{\mu_i} L_i = \frac{\Phi / S_i}{\mu_i} L_i = \Phi \frac{L_i}{\mu_i S_i}$

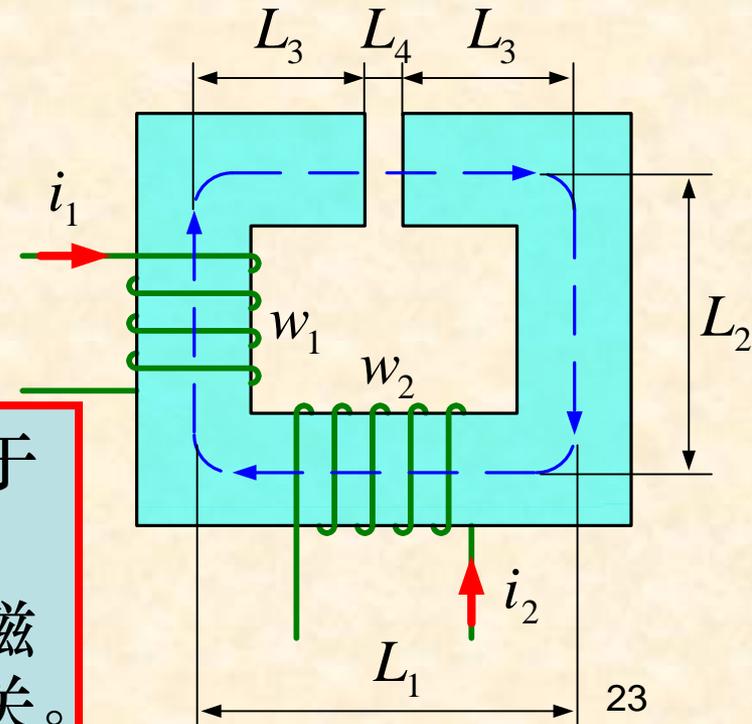
■ 定义磁阻 $R_{mi} = \frac{L_i}{\mu_i S_i}$

■ 磁导的定义 $\Lambda_{mi} = \frac{1}{R_{mi}} = \frac{\mu_i S_i}{L_i}$

■ 磁路欧姆定律 $H_i L_i = \Phi \cdot R_{mi}$

结论三：某段磁路上的磁压降，等于该段磁路中的磁通与磁阻的乘积。

特需注意：磁阻或磁导的大小，与磁路的几何尺寸以及材料的磁导率有关。



0.5.2 磁路定律

(4) 电路与磁路的对比

电 路	磁 路
电流 I (A)	磁通 Φ (Wb)
电流密度 J (A/m ²)	磁通密度 B (Wb/m ²)
电动势 E (V)	磁动势 $F = \sum wi$ (AT)
电阻 $R = \rho l / S$ (Ω)	磁阻 $R_m = l_m / (\mu S_m)$ (1/H)
电导 $G = 1 / R$ (S)	磁导 $\Lambda_m = 1 / R_m$ (H)
电压降 $U = IR$ (V)	磁压降 ΦR_m (A)
节点电流定律 $\sum i = 0$	磁通连续性原理 $\sum \Phi = 0$
回路电压定律 $\sum e = \sum u$	安培环路定律 $\sum H L_m = \sum wi$
电路欧姆定律 $I = U / R$	磁路欧姆定律 $\Phi = \sum \Phi R_m / R_m$

请注意： 有关磁动势、磁压降、磁阻与磁导概念的建立。

0.5.3 电磁感应定律

(1) 电磁感应定律的一般表达式

■ 规定正方向

感应电动势与磁通按“**右手关系**”规定正方向。

■ 表达式

- 感应电动势大小与磁通链随时间的变化率成正比。
- 感应电动势实际方向由楞次定律确定。

注意其中负号的由来

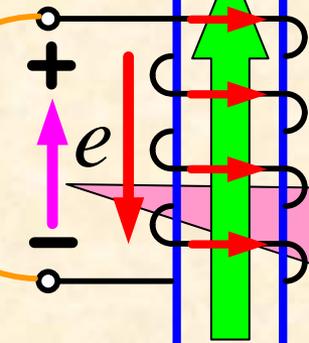
问题：采用**左手关系**如何？

$$e = - \frac{d\psi}{dt}$$

则 e 产生电流建立的磁场应抵制原磁场的变化，由此确定 e 的实际方向。

又假设外电路用导线相连

i



假设某一瞬间

$$\frac{d\psi}{dt} > 0$$

此时感应电动势的实际方向

0.5.3 电磁感应定律

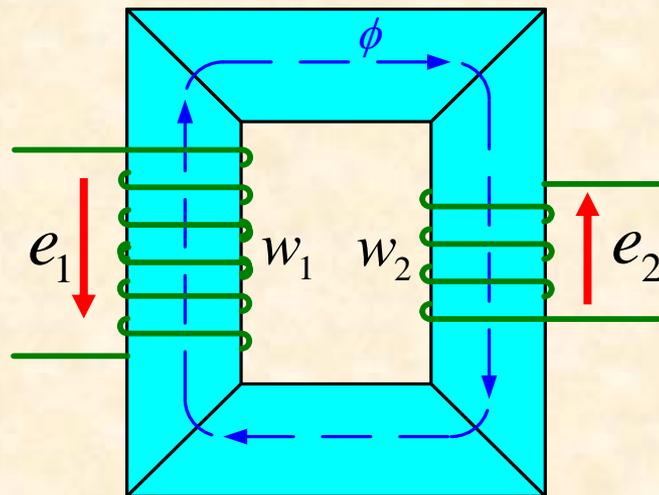
(2) 电磁感应定律的特定表达式

■ 变压器电动势

- 磁通链变化是由空间固定且时变的磁场，穿过静止且匝数恒定的线圈引起的。
- 表达式

$$\psi = w\phi \quad \Rightarrow \quad e = -\frac{d\psi}{dt} = -w\frac{d\phi}{dt}$$

- 注意上式已默认：感应电动势与磁通正方向的规定符合“**右手关系**”。
- 即右手拇指代表磁通的规定正方向，则其余四指代表感应电动势的规定正方向。



0.5.3 电磁感应定律

(2) 电磁感应定律的特定表达式

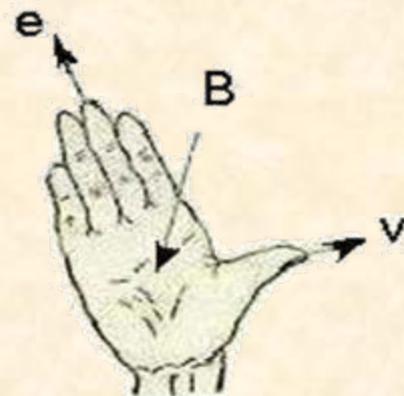
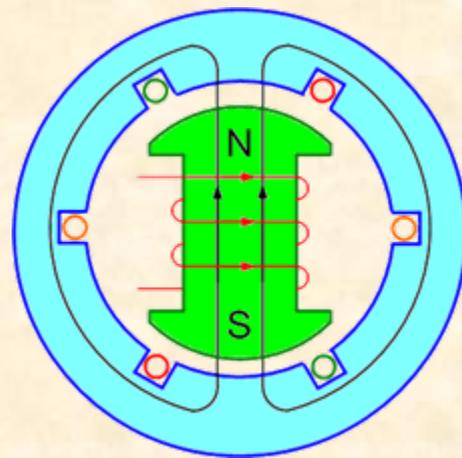
■ 运动（位移、切割）电动势

- 磁通链的变化，是由幅值恒定的磁场与匝数恒定的线圈之间存在相对运动而引起的（或称为导体切割磁力线）。

- 表达式

$$e = blv$$

- 式中感应电动势的方向、导体切割磁场的方向以及磁力线的方向三者之间符合“**右手定则**”。



0.5.3 电磁感应定律

(2) 电磁感应定律的特定表达式

■ 自感电动势

- 磁通链的变化是由线圈自身中的时变电流引起的。
- 定义单位电流产生的磁通链称为**自感系数**，则：

$$L = \frac{\psi_L}{i} \quad \Rightarrow \quad \psi_L = Li \quad \Rightarrow \quad e_L = -\frac{d\psi_L}{dt} = -L \frac{di}{dt}$$

- 自感系数与线圈匝数及磁路磁导的相关性 (**重要**)

$$L = \frac{\psi_L}{i} = \frac{w\phi_L}{i} = \frac{w(F\Lambda_m)}{i} = \frac{w(wi\Lambda_m)}{i} = w^2\Lambda_m$$

$$x = \omega L = \omega w^2 \frac{\mu S_m}{l_m}$$

$$L = w^2 \frac{\mu S_m}{l_m}$$

注意：

此式在定性分析问题
时颇为重要。

0.5.3 电磁感应定律

(2) 电磁感应定律的特定表达式

■ 互感电动势

- 穿过线圈磁通链的变化是由其相邻的另一线圈中时变电流引起的。
- 类似于自感系数可定义**互感系数**，则：

$$M = \frac{\psi_{21}}{i_1} = \frac{\psi_{12}}{i_2} \Rightarrow e_{M2} = -M \frac{di_1}{dt}, \quad e_{M1} = -M \frac{di_2}{dt}$$

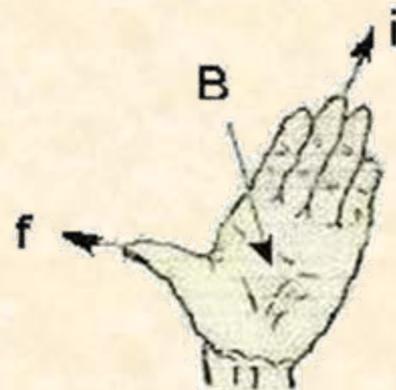
- 互感系数与线圈匝数及磁路磁导的相关性

$$M = \frac{\psi_{21}}{i_1} = \frac{w_2 \phi_{21}}{i_1} = \frac{w_2 (w_1 i_1 \Lambda_{m12})}{i_1} = w_1 w_2 \Lambda_{m12}$$

0.5.4 电磁力定律

(1) 电磁力定律的一般表达式

- 表达式 $f = bli$
- 式中电磁力的方向、导体电流的方向以及磁力线的方向三者之间符合“左手定则”。



(2) 旋转电机中的电磁转矩

- 转矩的一般概念为力与旋转半径（或力臂）的乘积。
- 但电机学中习惯从转矩做功的角度给出转矩的表达式。
 - 转矩所做功（即为能量）： $W = T \cdot d\theta$
 - 功率（单位时间做的功）： $P = W / dt = T \cdot d\theta / dt$
 - 转矩 $T = P / \Omega$ （其中 $\Omega = d\theta / dt$ 称为角速度）

0.6 电机中的能量守恒及效率

0.6.1 电机中存在的主要能量形式

0.6.2 电机中能量转换的效率

0.6.1 电机中存在的主要能量形式

(1) 磁场储能

- 电机在对称稳态运行时，磁场幅值恒定不变，磁场储能也恒定不变。
- 电机学主要研究电机的对称稳态运行，故认为磁场并未参与能量转换，仅仅起着能量传递的媒介作用。

(2) 电能

(3) 机械能

在旋转电机中二者之间进行转换

(4) 热能

- 绕组通过电流在其电阻上产生的损耗。
- 耦合磁场变化在铁心中引起的铁心损耗。
- 旋转电机轴承的摩擦损耗以及通风损耗。

0.6.2 电机中能量转换的效率

- (1) 输入功率 P_1
- (2) 输出功率 P_2
- (3) 总损耗 $\Sigma p = P_1 - P_2$
- (4) 运行效率 η

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \left(1 - \frac{\Sigma p}{P_2 + \Sigma p}\right) \times 100\%$$

本章“磁路和磁路计算”一节不作要求

本章要点

- (1) 明确课程的性质及任务。
- (2) 了解电机的定义及分类。
- (3) 重点掌握铁磁材料的基本特性。
- (4) 熟悉基本电磁定律，特别是有关磁路定律在电机学课程中的应用。
- (5) 了解电机中存在的主要能量形式及其能量转换的效率。

第1章 变压器的基本工作原理和结构

1.1 变压器在电力系统中的应用

1.2 变压器的基本工作原理及分类

1.3 变压器的基本结构

1.4 变压器的额定值

1.1 变压器在电力系统中的应用

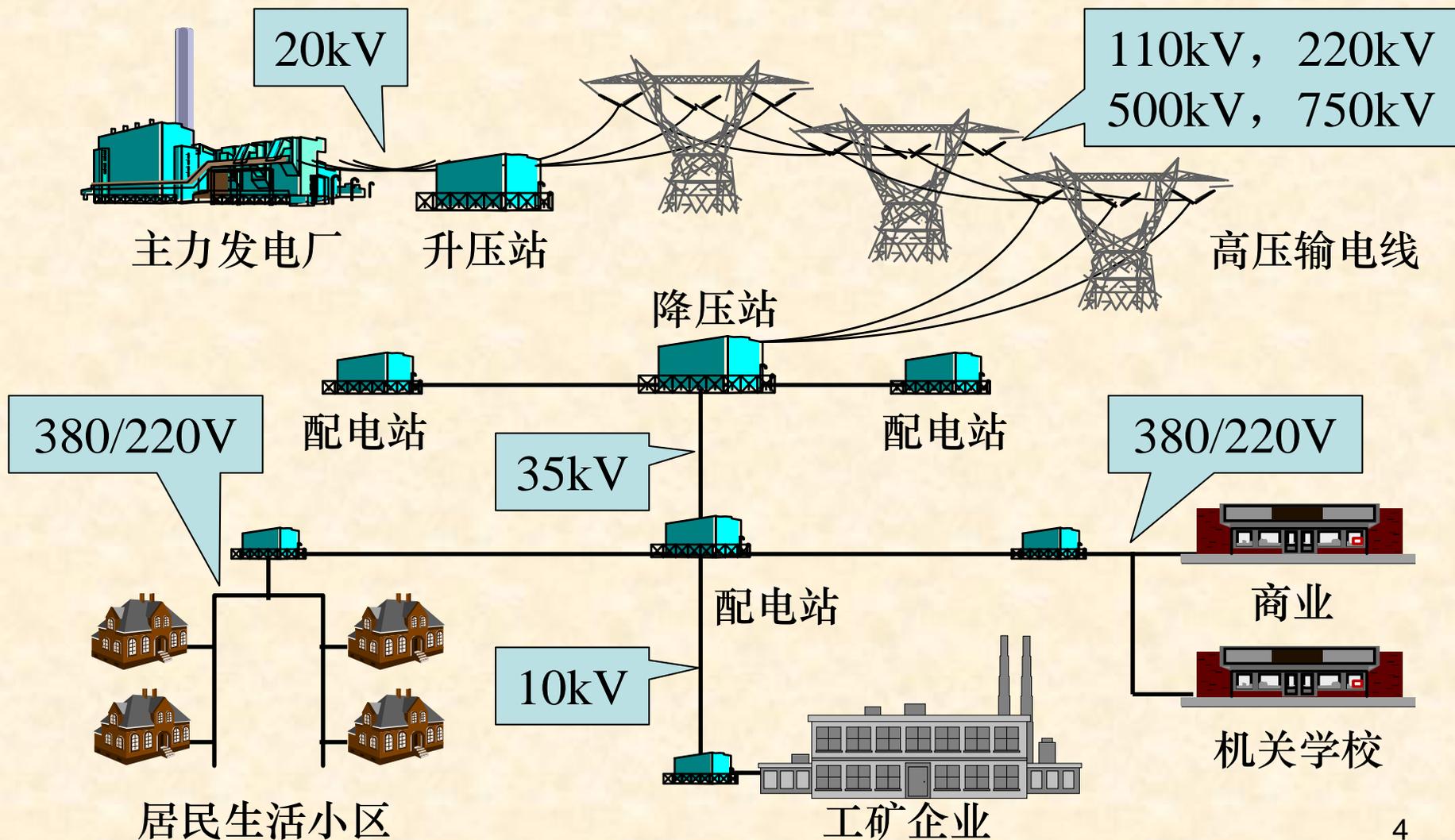
1.1.1 输配电系统及用电设备的电压等级

1.1.2 世界上第一条三相输电线路

1.1.1 输配电系统及用电设备的电压等级

- 发电机端口电压：20kV
- 高压输电线路（HV）：110kV、220kV
- 超高压输电线路（EHV）：330kV、500kV
- 特高压输电线路（UHV）：750kV、1000kV
- **值得一提：**2009年1月，我国第一条1000kV特高压交流试验示范线路（晋东南—南阳—荆门）正式投运。
- 大型动力设备：10kV以下，一般为6.3kV
- 小型动力设备及生活用电：400V以下，一般为380~220V

1.1.1 输配电系统及用电设备的电压等级



1.1.2 世界上第一条三相输电线路

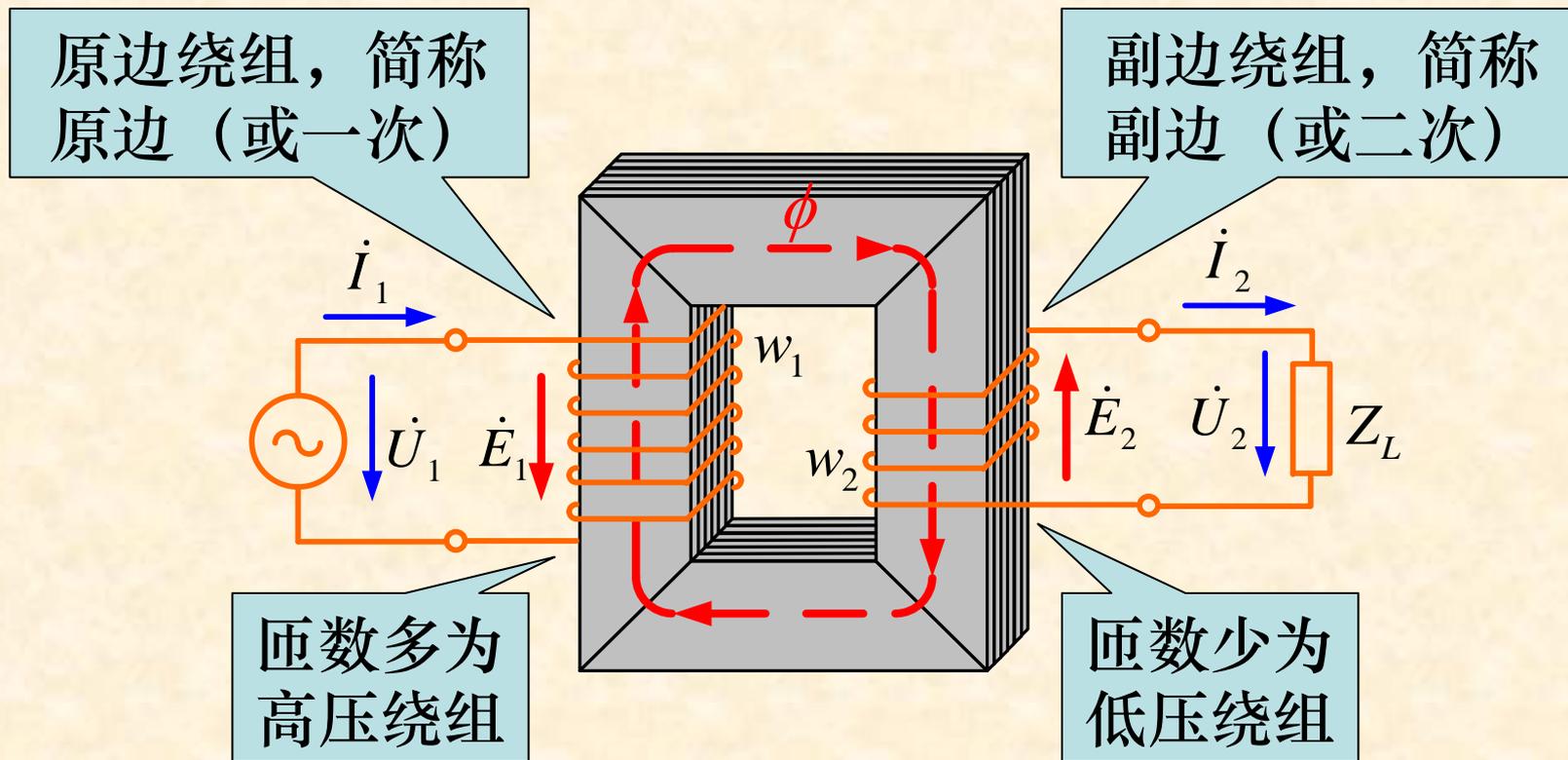
- 1889年，俄罗斯电工学家多里沃—多勃罗沃尔斯基 (1862—1919)首先提出发电、输电及用电采用三相制的建议。
- 原因是在生产、传输和使用同样电能的条件下，三相比两相或单相效率较高且节省材料。
- 1889年研制了第一台三相笼型转子异步电动机。
- 1890年发明了三相变压器。
- 1891年完成了世界上第一条长度为175km（由德国的工业重镇劳芬至美因河畔的法兰克福）、电压等级为13.8kV、传输功率近100kW的三相交流输电线路。
- 从此，开创了三相交流输电的新时代。

1.2 变压器的基本工作原理及分类

1.2.1 变压器的基本工作原理

1.2.2 变压器的主要类别

1.2.1 变压器的基本工作原理



- 利用铁心将匝数不等的线圈（或称绕组）耦合在一起。
- 当铁心中的磁通随时间交变时，匝数不等的线圈中产生大小不等的感应电动势。

1.2.2 变压器的主要类别

(1) 按用途分：

- **电力变压器** 有升压变压器、降压变压器、厂用变压器、配电变压器、联络变压器等。
- **特种变压器** 有电炉变压器、整流变压器、电焊变压器、仪用互感器等。

(2) 按相数分：单相变压器和三相变压器。

(3) 按绕组数量分：双绕组、三绕组以及自耦变压器。

(4) 按铁心结构分：心式和壳式变压器。

(5) 按冷却介质分：干式和油浸式变压器。

- 干式变压器为环氧树脂真空浇铸，35kV及以下电压等级中广泛采用，如居民小区、机场、港口、地铁等场合，其优点是运行可靠且免维护，其缺点是成本较高。
- 油浸式变压器又分自冷、风冷和强迫油循环等形式。

1.3 变压器的基本结构

1.3.1 变压器的铁心与绕组

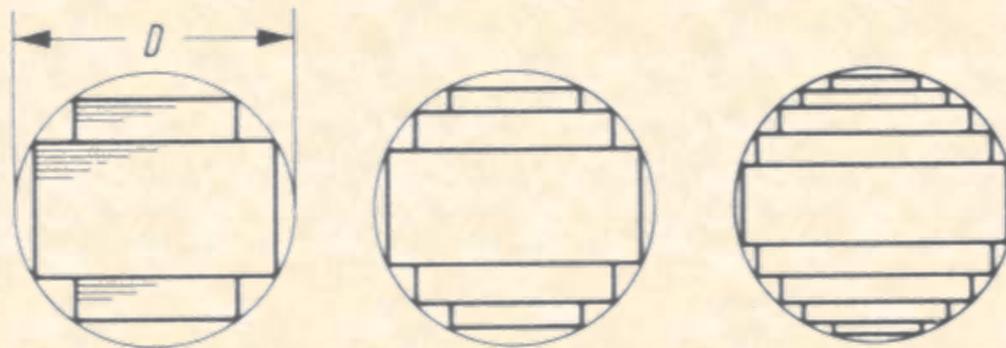
1.3.2 大型变压器及配电变压器外观

1.3.3 其它小型变压器

1.3.4 试验用变压器

1.3.1 变压器的铁心与绕组

(1) 铁心叠片

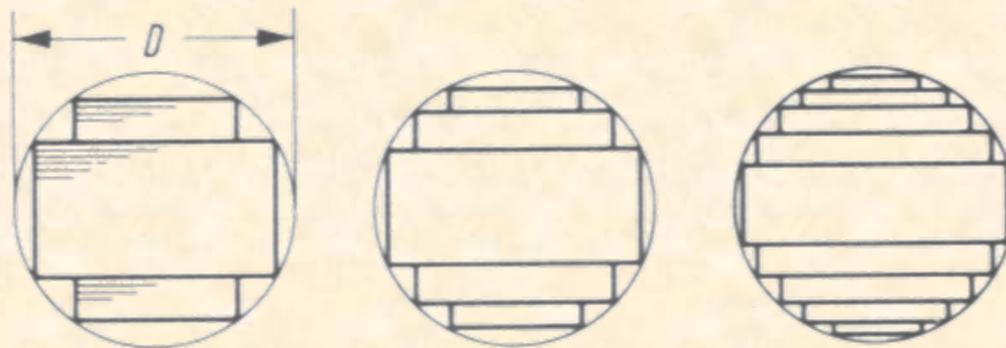


硅（矽）钢片阶梯矩形截面叠装逼近圆形截面示意图

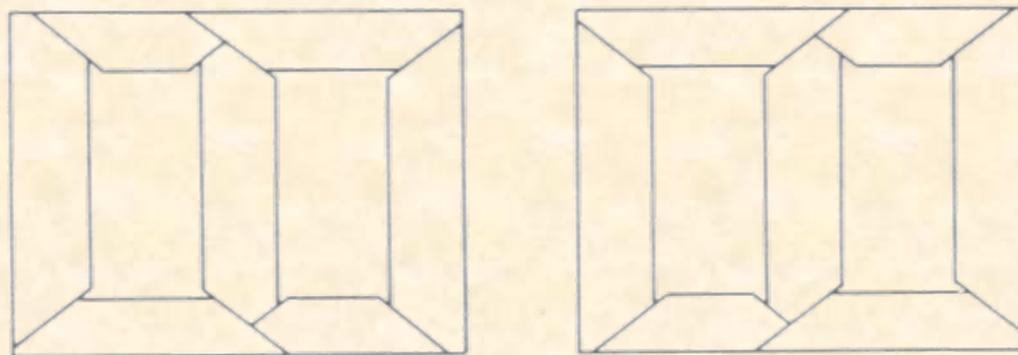
由东北电力大学主办的“中国电机工程学会杯”全国大学生电工数学建模竞赛，2009年的A题为：**电力**变压器铁芯柱截面的优化设计。

1.3.1 变压器的铁心与绕组

(1) 铁心叠片



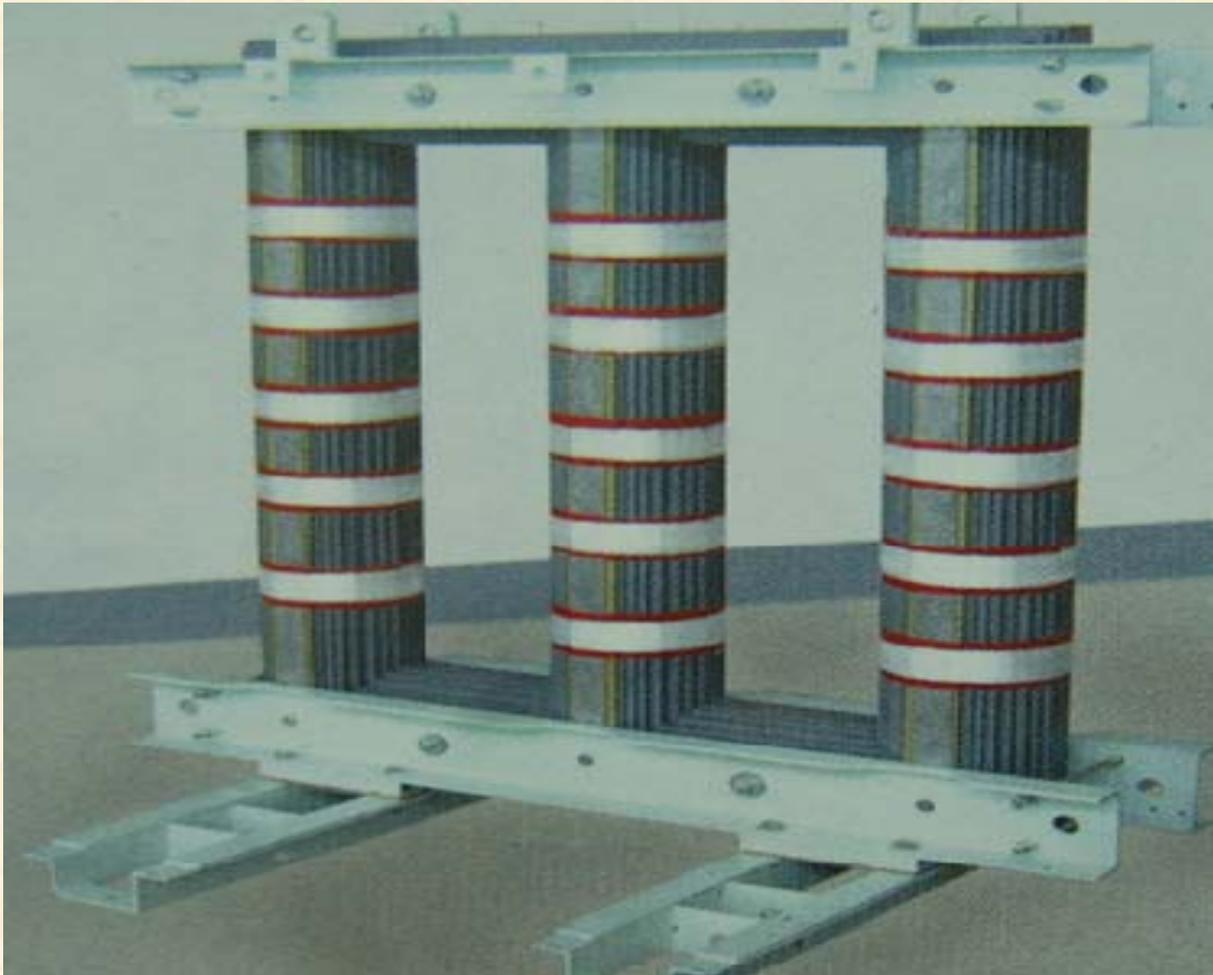
硅（矽）钢片阶梯矩形截面叠装逼近圆形截面示意图



叠片接缝分层交错示意图

1.3.1 变压器的铁心与绕组

(2) 叠装好的三相铁心



1.3.1 变压器的铁心与绕组

(3) 三相绕组套于三相铁心



1.3.2 大型变压器及配电变压器外观

(1) 沈阳变压器厂生产的180MVA三相电力变压器



1.3.2 大型变压器及配电变压器外观

(2) 天威03年生产用于三峡工程的840MVA变压器



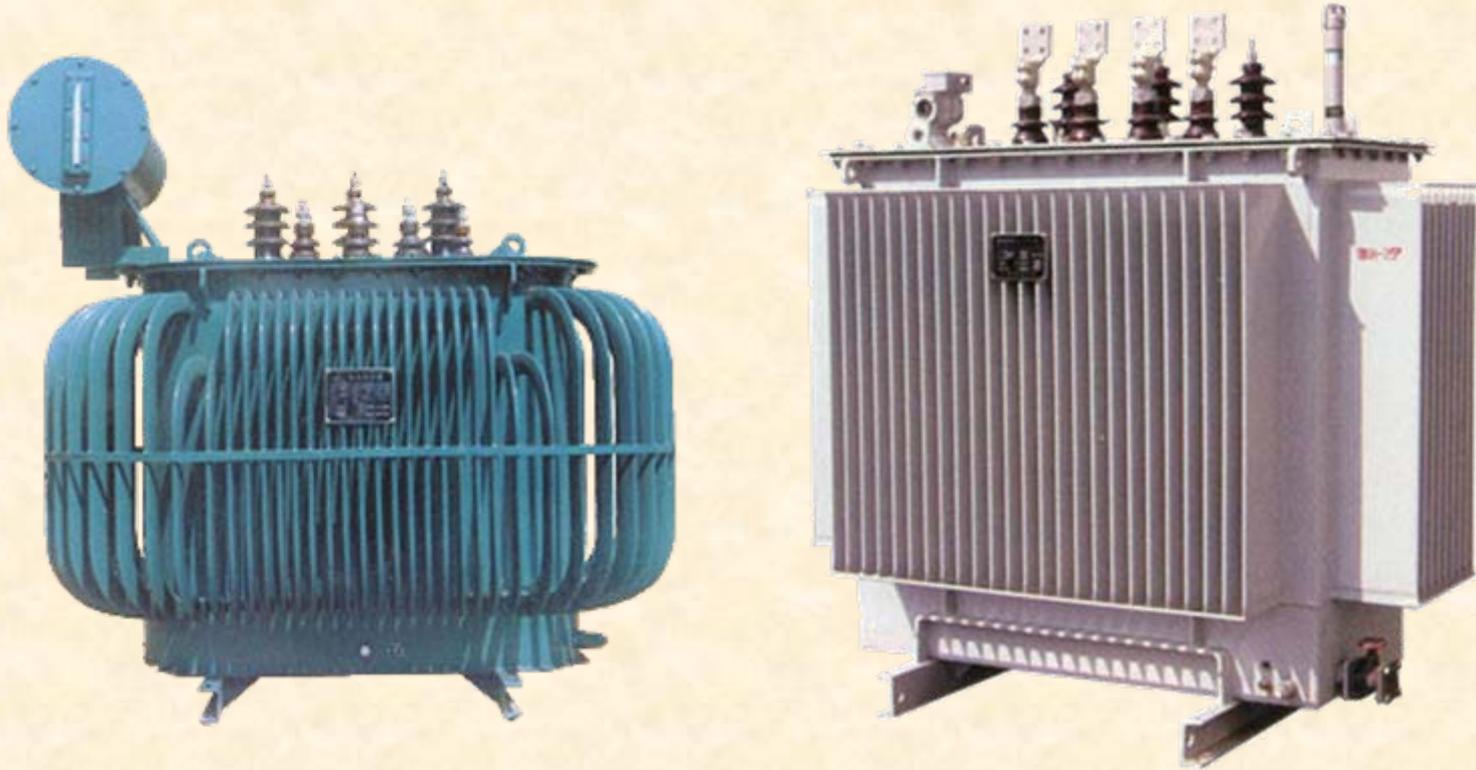
1.3.2 大型变压器及配电变压器外观

(3) 天威04年生产用于特高压输电的500MVA/750kV电力变压器（三相将由三台构成）



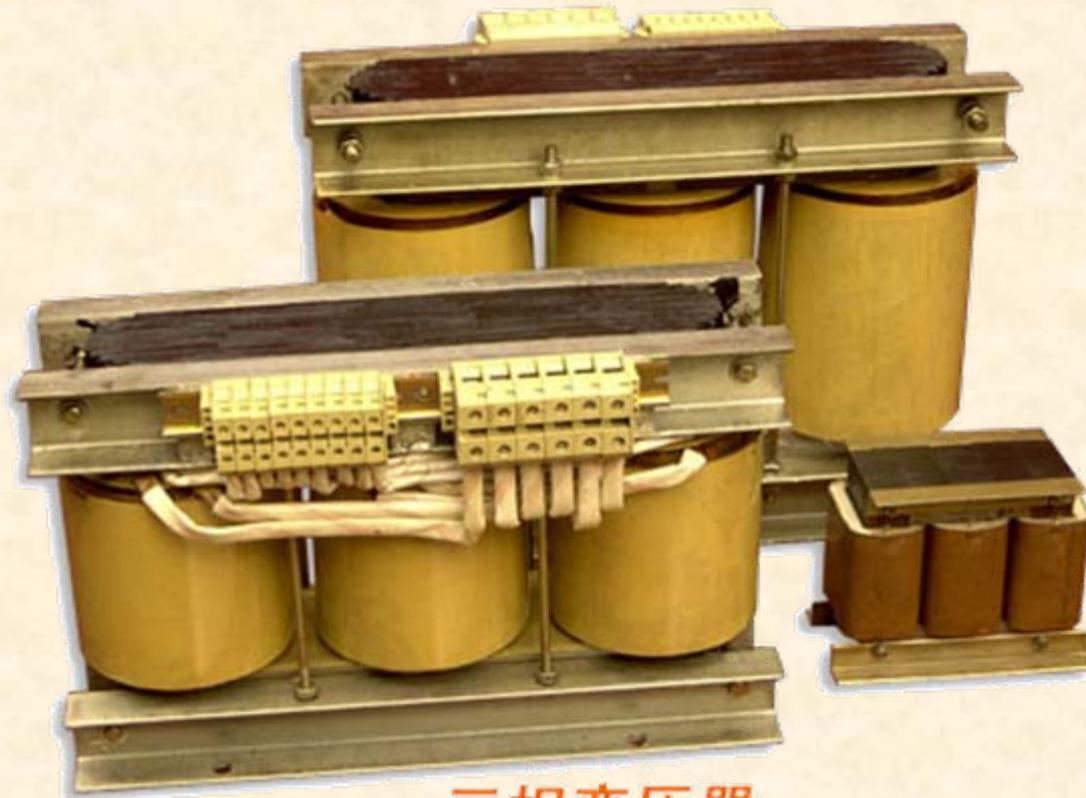
1.3.2 大型变压器及配电变压器外观

(4) 低压配电变压器



1.3.3 其它小型变压器

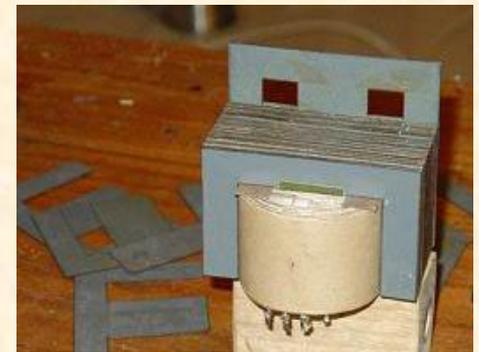
(1) 小型三相变压器



三相变压器

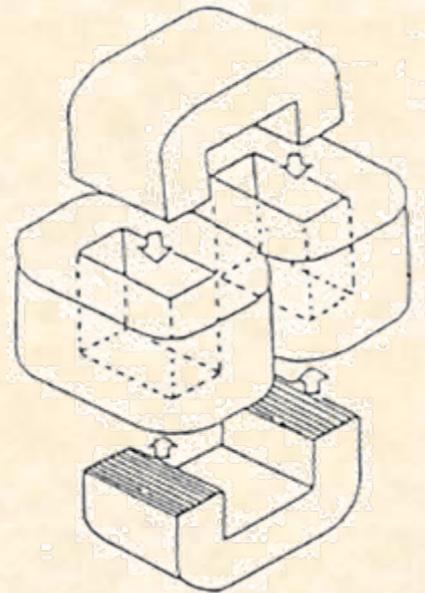
1.3.3 其它小型变压器

(2) EI型铁心变压器



1.3.3 其它小型变压器

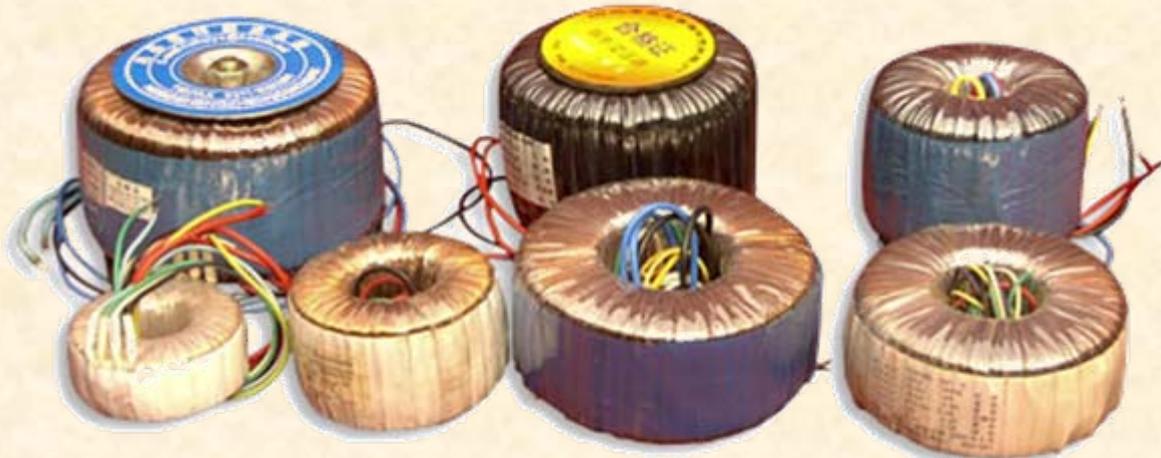
(3) C型铁心变压器



C型铁芯变压器

1.3.3 其它小型变压器

(4) 环型铁心变压器

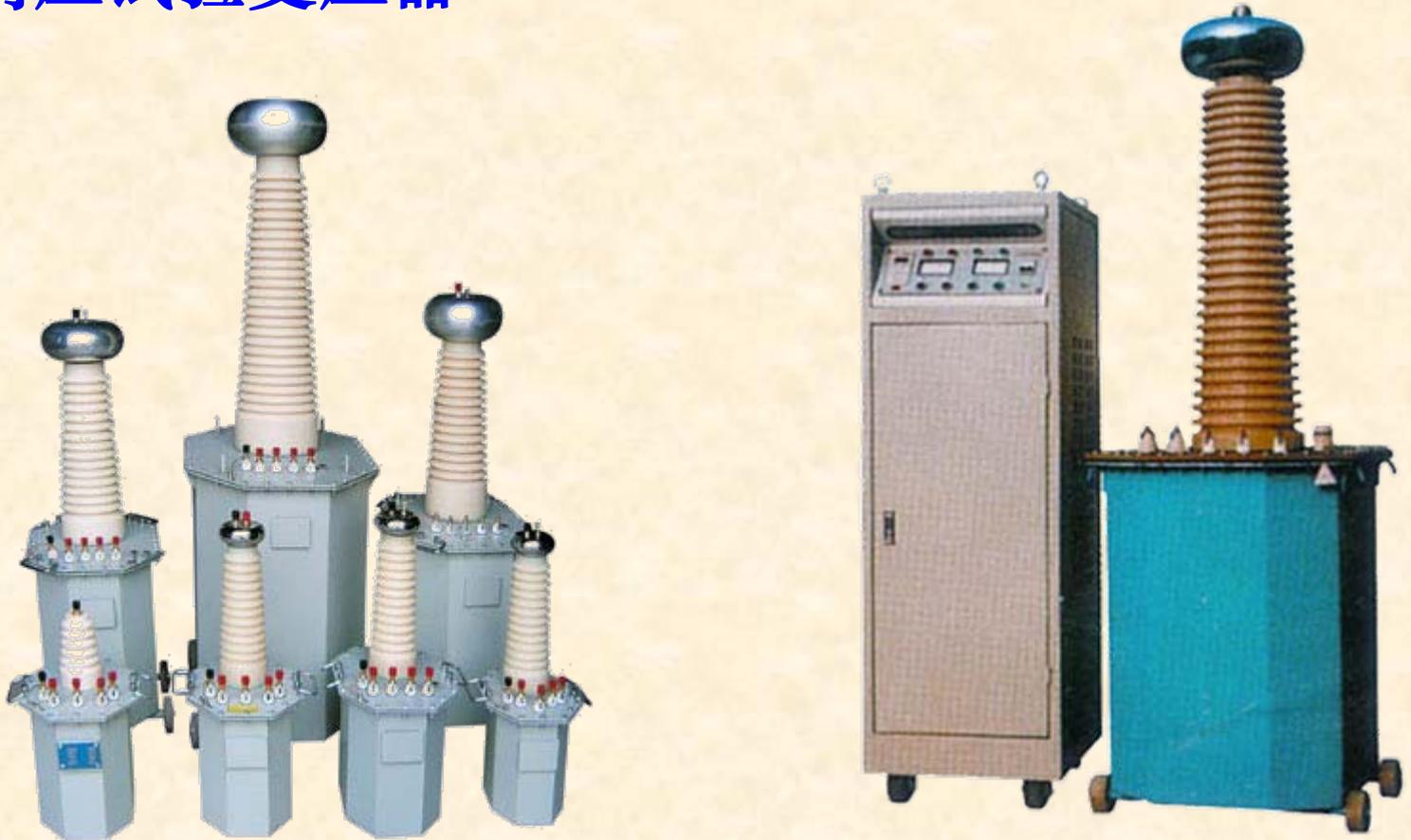


环型铁芯变压器



1.3.4 试验用变压器

(1) 高压试验变压器



1.3.4 试验用变压器

(2) 试验用自耦调压器

单相自耦调压器



三相自耦调压器



1.4 变压器的额定值

1.4.1 电力变压器铭牌中的主要信息

1.4.2 额定容量、额定电压与额定电流

参见：GB 1094.1-1996

《电力变压器 第1部分 总则》

1.4.1 电力变压器铭牌中的主要信息

型 号:		出厂序号:	
制造厂名:		制造年月:	
相 数:	单相或三相	联结组别:	
额定容量:	kVA或MVA	额定频率:	Hz
额定电压:	V或kV	额定电流:	A
短路阻抗:	以百分数表示	冷却方式:	

1.4.2 额定容量、额定电压与额定电流

(1) 额定容量、额定电压与额定电流的定义

- **额定容量**：是某一侧绕组的视在功率的指定值。
 - 📖 **要点说明**：双绕组变压器的原、副边额定容量相等，并且三相变压器的额定容量是指某一侧三相三个绕组的容量之和。
- **额定电压**：指定施加的电压或空载时感应出的电压。对于三相绕组，是指线路端子间的电压（**即线电压**）。
 - 📖 **要点说明**：副边额定电压是指原边施加额定电压时副边的开路电压，三相变压器的额定电压为**线电压**。
- **额定电流**：由变压器额定容量和额定电压推导出的流经绕组线路端子的电流。
 - 📖 **要点说明**：三相变压器的额定电流为**线电流**。
- ① **注意**：三相电力变压器三相绕组为星形或三角形联结²⁶

1.4.2 额定容量、额定电压与额定电流

(2) 额定容量、额定电压与额定电流三者间的关系

■ 单相变压器 $I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}} \quad I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}}$

■ 三相变压器 $I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}} \quad I_{2N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{2N}}$

下标“1”代表原边，
下标“2”代表副边。

■ 三相情况下的推导（仅以原边为例，脚标 φ 代表相值）

● 星形 $I_{1N} = I_{1N\varphi} = \frac{S_N}{3U_{1N\varphi}} = \frac{S_N}{3 \times (U_{1N}/\sqrt{3})} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}}$

● 三角形 $I_{1N} = \sqrt{3}I_{1N\varphi} = \sqrt{3} \frac{S_N}{3U_{1N\varphi}} = \sqrt{3} \frac{S_N}{3U_{1N}} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}}$

■ 请牢记：三相变压器额定电压和额定电流均为线值。 27

本章要点

- (1) 了解变压器在电力系统中的应用。
- (2) 了解变压器的基本结构和主要类别。
- (3) 熟悉变压器的基本工作原理。
- (4) 掌握电力变压器额定容量、额定电压、额定电流的含义及其三者间的关系。

第2章 变压器的运行分析

2.1 引言

2.2 变压器的空载运行

2.3 变压器的负载运行

2.4 变压器的参数测定

2.5 标么值的概念及其应用

2.6 变压器的运行性能

2.1 引言

2.1.1 本章分析问题的前提

2.1.2 电压与电流的关联正方向

2.1.3 变压器各电磁量正方向的规定

2.1.1 本章分析问题的前提

(1) 变压器为对称稳态运行

- 三相变压器将以单相变压器为例加以讨论。
- 其讨论结果完全适用于三相变压器对称运行运行时某一相的情况，区别仅在于三相各电磁量互差120度。
- 不考虑暂态情况下磁场建立或变化的过程，例如不考虑变压器副边空载原边投入电网时磁场的变化。
- 不考虑三相变压器的不对称运行，例如三相变压器带单相运行。

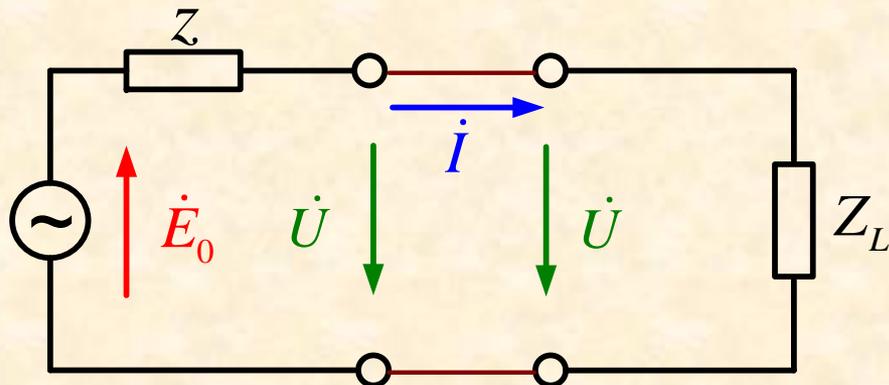
(2) 铁磁材料的磁导率非常数

- 铁磁材料的磁化曲线非线性，为一条饱和特性曲线。
- 考虑非线性后使得问题的分析具有复杂性。
- 对此应有必要的心理准备。

2.1.2 电压与电流的关联正方向

(1) 电动势与电压的正方向规定

- 电动势正方向为低电位指向高电位（**电位升**）。
- 电压的正方向为高电位指向低电位（**电压降**）。

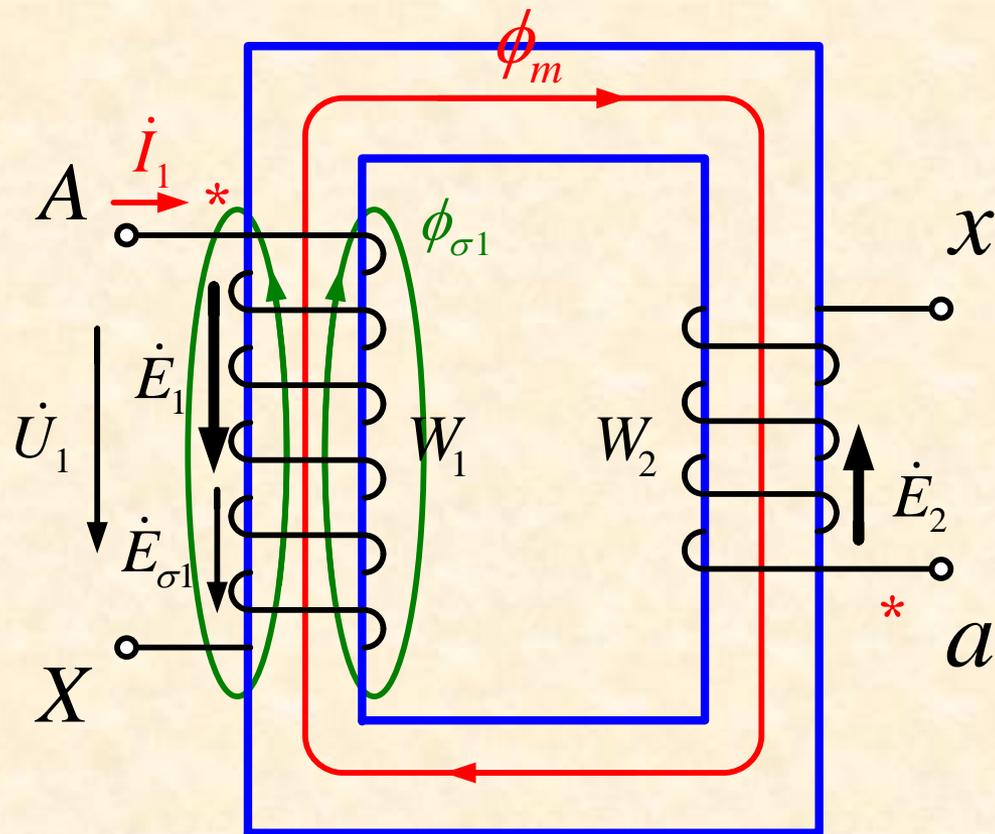


(2) 电压与电流关联正方向的两种不同表示方法

- 若电流由高电位流出，称之为**发电机惯例**（**上图左侧**）。
 - 此时当电压与电流的乘积为正，表示发出功率。
- 若电流由高电位流入，称之为**电动机惯例**（**上图右侧**）。
 - 此时当电压与电流的乘积为正，表示吸收功率。
- 一般习惯上正方向按实际情况标出，但**绝非必须如此**。⁴

2.1.3 变压器各电磁量正方向的规定

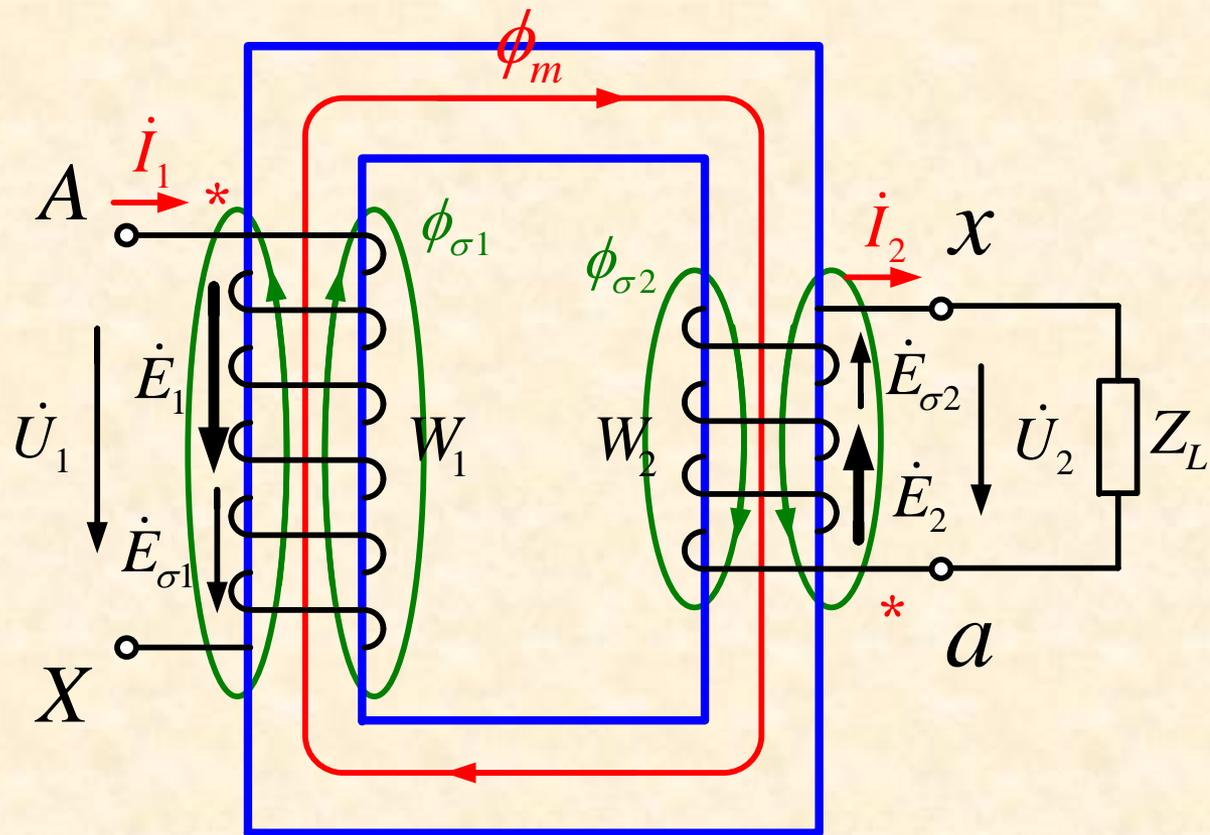
- 原边电压为 A 指向 X 的电压降方向。
- 原边电流与原边电压的关联正方向符合电动机惯例。
- 主磁通及原边漏磁通与原边电流符合右手关系。
- 原、副边绕组感应电动势与磁通符合右手关系。



请注意
同极性端

2.1.3 变压器各电磁量正方向的规定

- **副边电流**与主磁通符合右手关系，即原、副边电流均由绕组同极性端流入。
- **副边电压**与副边电流的关联正方向符合发电机惯例，为 x 指向 a 的电压降方向。
- **副边漏磁通**与副边电流符合右手关系。



请注意
同极性端

2.2 变压器的空载运行

2.2.1 电磁分析

2.2.2 感应电动势分析

2.2.3 空载电流分析

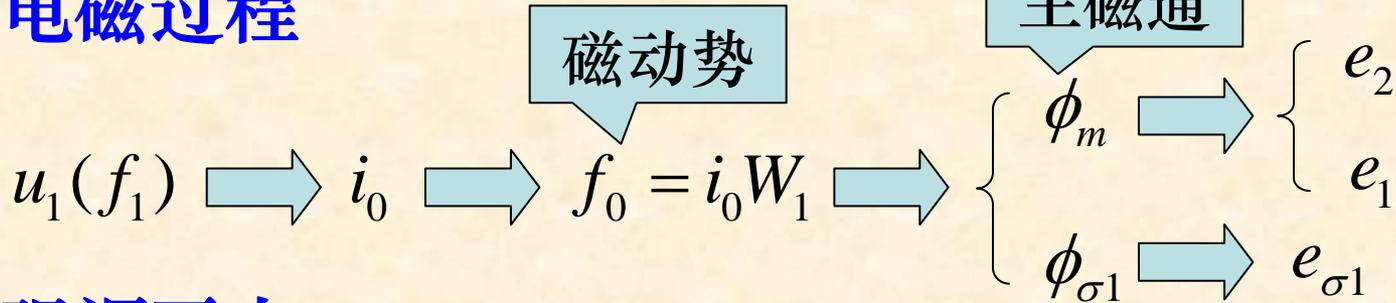
2.2.4 空载时的等效电路

2.2.5 基本方程汇总及其相量图

2.2.6 小结

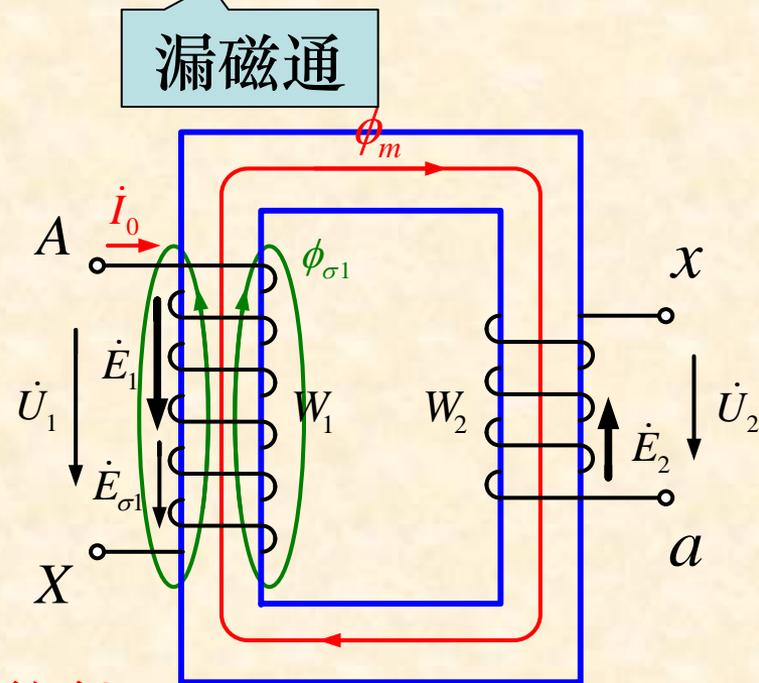
2.2.1 电磁分析

(1) 电磁过程



(2) 强调五点

- ① 空间复杂的三维磁场简化为**主磁场**和**漏磁场**，并以磁通表示。
- ② 主磁通远大于漏磁通。**原因?**
- ③ 主磁通担负着能量传递的媒介作用。
- ④ 漏磁通仅在自身绕组产生漏磁电动势。
- ⑤ 主磁路非线性而漏磁路线性。**原因?**



2.2.2 感应电动势分析

(1) 主磁通随时间交变产生的感应电动势

■ 不妨假设 $\phi_m = \Phi_m \sin \omega t$

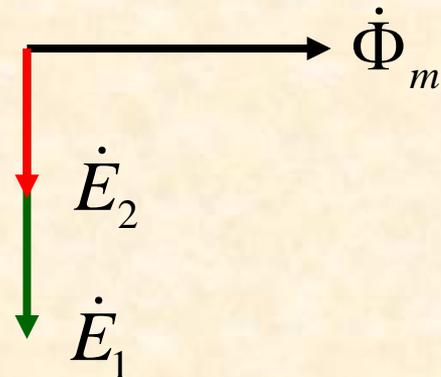
■ 则
$$e_1 = -W_1 \frac{d\phi_m}{dt} = \omega W_1 \Phi_m \sin(\omega t - 90^\circ)$$
$$= \sqrt{2} E_1 \sin(\omega t - 90^\circ)$$

■ 其中
$$E_1 = \frac{\omega W_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f W_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f W_1 \Phi_m$$

■ 相量表示 $\dot{E}_1 = -j4.44 f W_1 \dot{\Phi}_m$

■ 同理 $\dot{E}_2 = -j4.44 f W_2 \dot{\Phi}_m$

■ 相量图 (以主磁通为参考相量)



2.2.2 感应电动势分析

(2) 原边漏磁通随时间交变产生的感应电动势

■ 设 $\phi_{\sigma 1} = \Phi_{\sigma 1 m} \sin \omega t$

■ 则 $e_{\sigma 1} = -W_1 \frac{d\phi_{\sigma 1}}{dt} = \sqrt{2} E_{\sigma 1} \sin(\omega t - 90^\circ)$

原边绕组的漏电感，简称**原边漏抗**

■ 且 $\dot{E}_{\sigma 1} = -j \frac{\omega W_1 \dot{\Phi}_{\sigma 1 m}}{\sqrt{2}} \times \frac{\dot{I}_0}{I_0} = -j \omega L_{\sigma 1} \dot{I}_0 = -j \dot{I}_0 x_1$

■ 其中 $x_1 = \omega L_{\sigma 1} = \omega \frac{W_1 \Phi_{\sigma 1 m}}{\sqrt{2} I_0} = \omega \frac{W_1 (\sqrt{2} I_0 W_1) \Lambda_{\sigma 1}}{\sqrt{2} I_0} = \omega W_1^2 \Lambda_{\sigma 1}$

磁路欧姆定律

■ 注意两点

场化路的分析
方法。

- ① 漏磁通随时间交变在绕组中感应的漏磁电动势，可以用电流在漏电感上的压降来表示。
- ② 因为漏磁路呈线性，所以漏电感为一常数。

2.2.2 感应电动势分析

(3) 电压平衡方程式

■ 原边 $\dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = -\dot{U}_1 + \dot{I}_0 r_1$ (原边绕组电阻图中未标出)

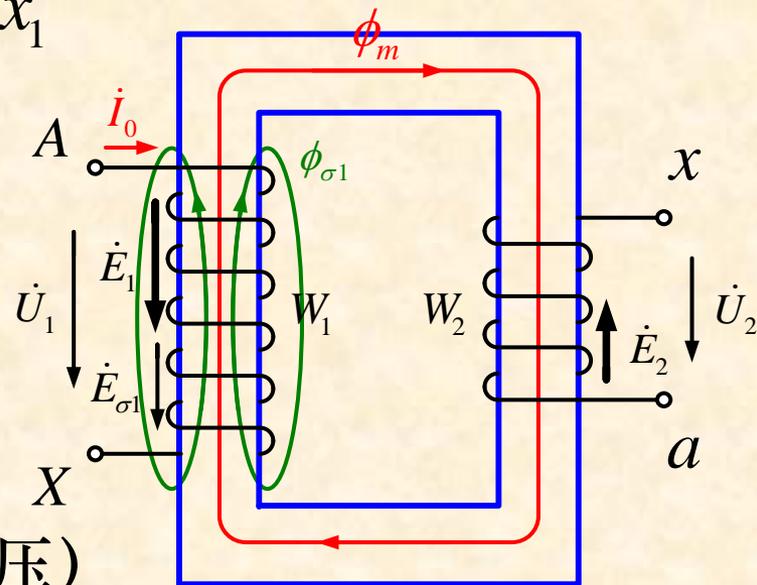
● 注意到 $\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_0 x_1$

● 则有 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 x_1$
 $= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 z_1$

● 其中 $z_1 = r_1 + jx_1$

称为原边绕组的漏阻抗

■ 副边 $\dot{E}_2 = \dot{U}_{20}$ (副边开路电压)



2.2.2 感应电动势分析

(4) 三点讨论

① 因为： $E_1 = 4.44 f W_1 \Phi_m$ $\Rightarrow E_1 \propto \Phi_m$

所以：在电源频率以及绕组匝数一定时，感应电动势的大小正比于随时间交变主磁通的幅值。

② 因为： $E_1 = 4.44 f W_1 \Phi_m$ $E_2 = 4.44 f W_2 \Phi_m$

所以可定义：

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{4.44 f W_1 \Phi_m}{4.44 f W_2 \Phi_m} = \frac{W_1}{W_2} = k$$

称为变压器的变比

显然变比是变压器的重要参数之一。

2.2.2 感应电动势分析

(4) 三点讨论

- ③ 根据变压器原边回路电压方程式： $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 z_1$
因为空载电流以及原边漏阻抗均较小，所以当忽略空载电流流过原边漏阻抗的压降时，可认为原边绕组的感应电动势近似等于电源电压。

即有： $E_1 \approx U_1 \propto \Phi_m$ 进而可以得出以下三点引论：

- 单相变压器的主磁通随电源电压按**正弦规律变化**。
- 主磁通的大小以及主磁路的饱和程度，与电源电压具有极强的**依赖性**。
- 变压器的变比可近似等于**额定相电压之比**。

$$\text{即： } k = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{U_{1N\varphi}}{U_{2N\varphi}}$$

特别注意：绝不是**线电压之比**！

2.2.3 空载电流分析

(1) 空载电流的波形

波形分析

■ 不计铁心损耗的影响

- 由于磁路饱和特性的影响，当主磁通为正弦波时磁化电流为**尖顶波**，但二者**相位相同**。
- 尖顶波的磁化电流除基波外含有较强的三次谐波。
- 由于磁路饱和特性的影响，当磁化电流为正弦波时主磁通为何波形？**请同学们课后自行分析**。

■ 考虑铁心损耗的影响

- 空载电流中既有**磁化分量**，又有**铁耗分量**；前者为**无功分量**，后者为**有功分量**。
- 铁耗分量使**空载电流的相位略微超前于主磁通**。

2.2.3 空载电流分析

(2) 引入等效正弦波的概念

■ 目的

- 设法将非正弦波的空载电流，用相量加以表示。
- 便于工程上测量与分析计算。

■ 等效的条件有三

① 等效正弦波电流的**频率**与实际空载电流**频率**相同。

② 等效正弦波电流的**有效值**与实际空载电流**有效值**相等。即：

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

③ 等效正弦波电流的**相位**由铁心损耗确定，即：

$$p_{fe} = (-\dot{E}_1) \cdot \dot{I}_0 \implies \widehat{(-\dot{E}_1), \dot{I}_0} = \cos^{-1} \frac{p_{fe}}{E_1 I_0} = \varphi_0$$

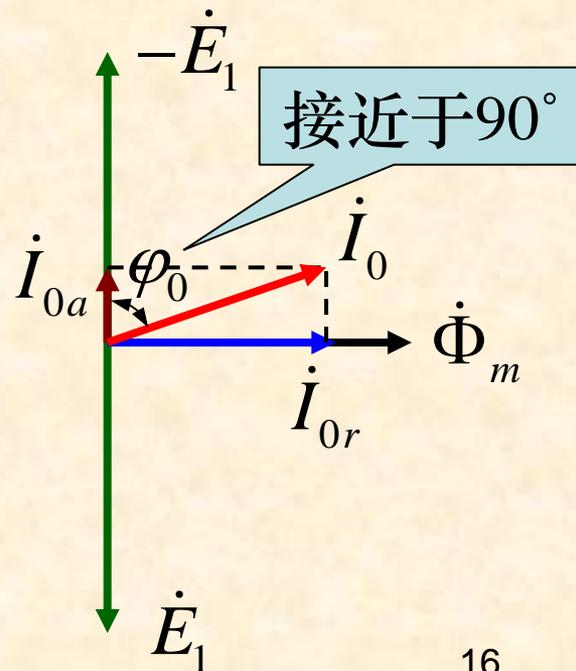
2.2.3 空载电流分析

(3) 空载电流的相量表示

- 表达式 $\dot{I}_0 = \dot{I}_{0r} + \dot{I}_{0a} \Rightarrow \begin{cases} \text{磁化分量} & I_{0r} = I_0 \sin \varphi_0 \\ \text{铁耗分量} & I_{0a} = I_0 \cos \varphi_0 \end{cases}$
- 相量图

(4) 两点事实

- ① 因为变压器铁心采用低损耗的硅钢片，所以实际空载电流中**铁耗分量**远小于**磁化分量**。
- ② 因为变压器铁心采用高导磁率硅钢片，所以实际空载电流较小，即较小的**激磁电流**就可产生较强的磁场。



2.2.4 空载时的等效电路

(1) 等效电路的推导过程

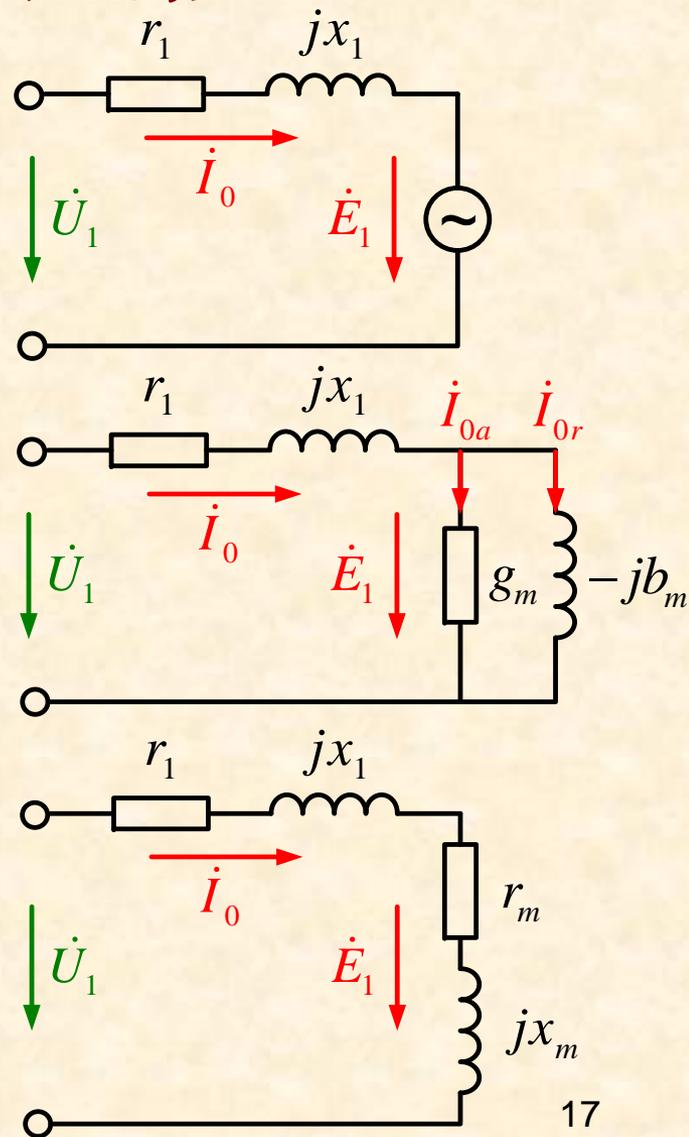
■ 已知 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 z_1$ \Rightarrow

■ 又已知

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_0 &= \dot{I}_{0a} + \dot{I}_{0r} \\ &= (-\dot{E}_1)(g_m - jb_m) \\ &= (-\dot{E}_1)Y_m \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

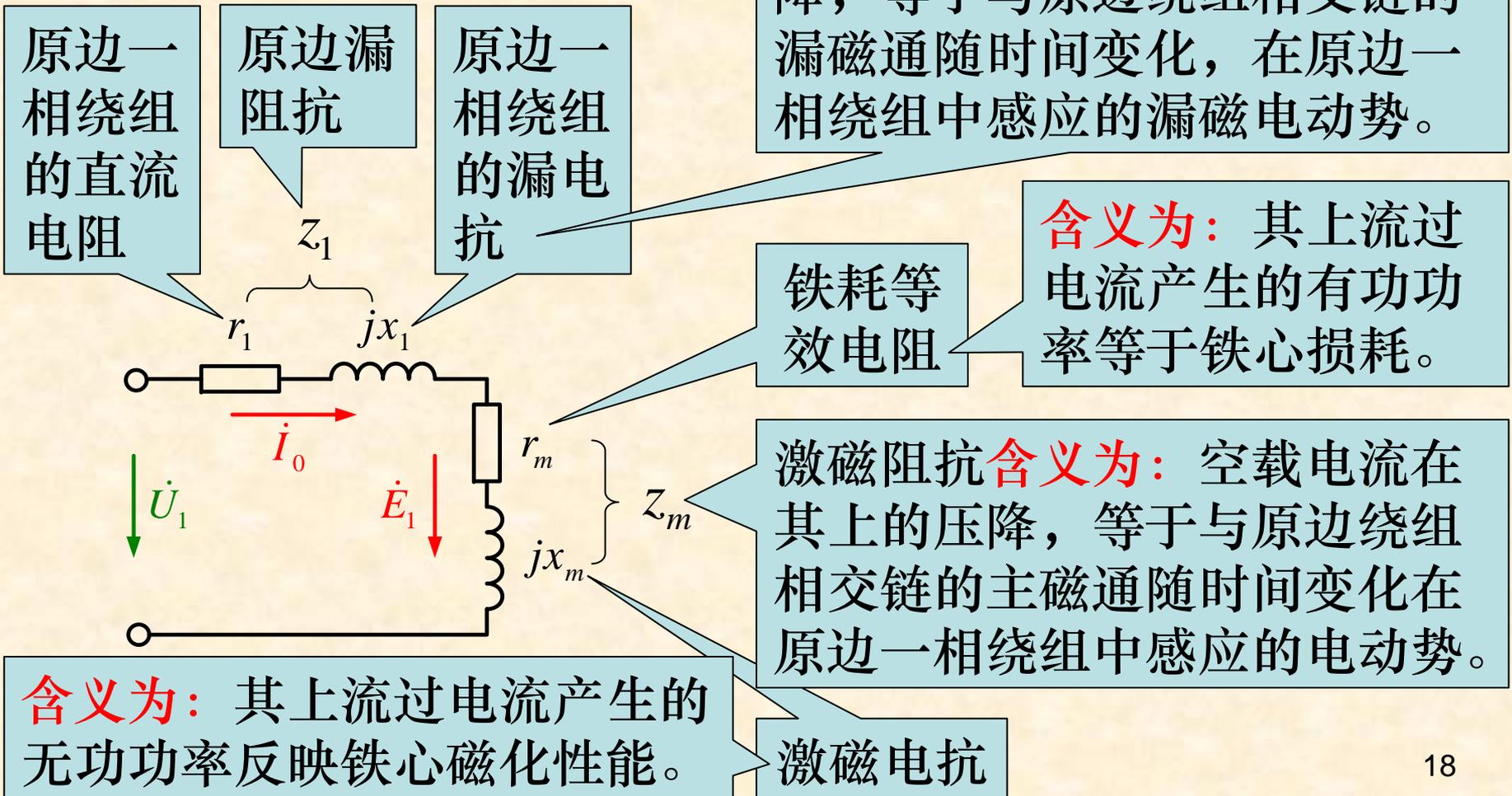
■ 根据复导纳与复阻抗的等值变换

$$\begin{aligned} (-\dot{E}_1) &= \frac{\dot{I}_0}{Y_m} = \frac{\dot{I}_0}{g_m - jb_m} \Rightarrow \\ &= \dot{I}_0 Z_m = \dot{I}_0 (r_m + jx_m) \end{aligned}$$



2.2.4 空载时的等效电路

(2) 等效电路参数意义



2.2.4 空载时的等效电路

(3) 等效电路参数的表达式

■ 原边漏阻抗 $z_1 = r_1 + jx_1$ $x_1 = \omega W_1^2 \Lambda_{\sigma 1} = \omega W_1^2 \frac{\mu_0 S_{\sigma 1}}{l_{\sigma 1}}$

■ 激磁阻抗 $z_m = r_m + jx_m$

$$r_m = \frac{P_{fe}}{I_0^2} \quad x_m = \omega W_1^2 \Lambda_m = \omega W_1^2 \frac{\mu_{fe} S_m}{l_m}$$

■ 注意三点（请同学们根据以上分析给出答案）

- ① 铁耗等效电阻的测量方法。
- ② 激磁电抗与漏电抗的大小比较，以及激磁阻抗与漏阻抗的大小比较。
- ③ 参数是否为常数，若非常数其变化与何因数有关¹⁹

2.2.5 基本方程汇总及其相量图

(1) 基本方程式

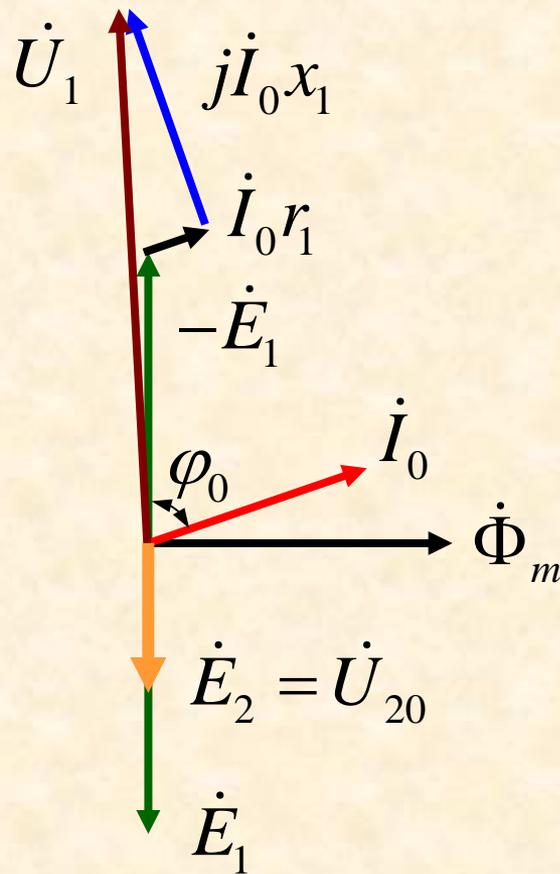
$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 z_1$$

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2$$

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f W_1 \dot{\Phi}_m$$

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

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{z_m}$$



(2) 相量图

$$\varphi_0 = \operatorname{tg}^{-1} \frac{x_m}{r_m}$$

$$\because x_m \gg r_m$$

$$\varphi_0 \approx 90^\circ$$

2.2.6 小结

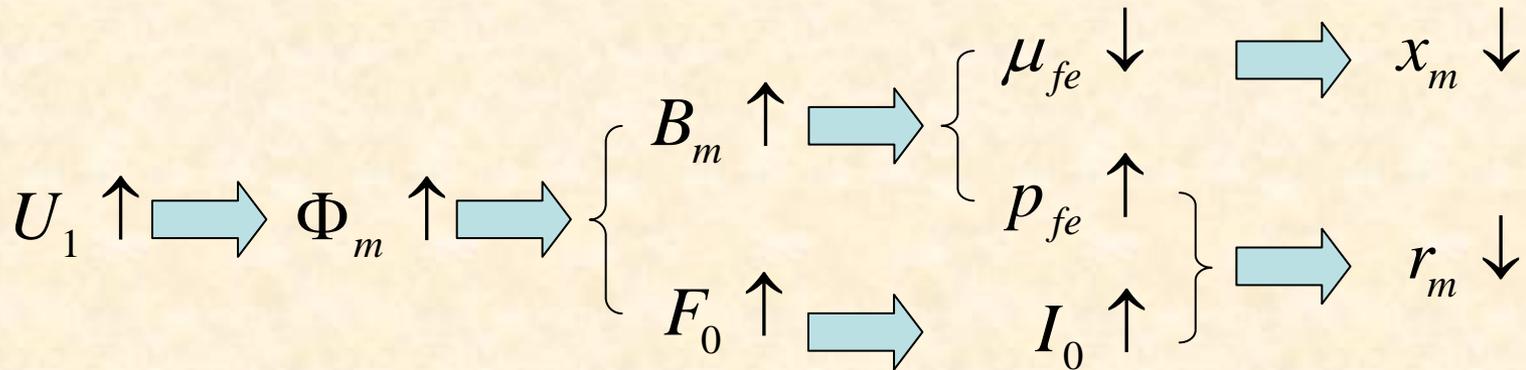
- (1) 方程式、相量图及等效电路三者的统一性。
- (2) 分析中各量均为相值（对于三相变压器特别需要注意）。
- (3) 各电磁量正方向的规定对方程式及相量图仅存在形式上的影响，而非本质的区别。
- (4) “场化路”的分析方法、有损等效与无损等效的区别以及线性与非线性的区别。

$$\dot{I}_0 \Rightarrow \dot{F}_0 \Rightarrow \phi \Rightarrow \begin{cases} \phi_m \Rightarrow \dot{E}_1 = -\dot{I}_0(r_m + jx_m) & \text{非线性、有损} \\ \phi_{\sigma 1} \Rightarrow \dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_0 x_1 & \text{线性、无损} \end{cases}$$

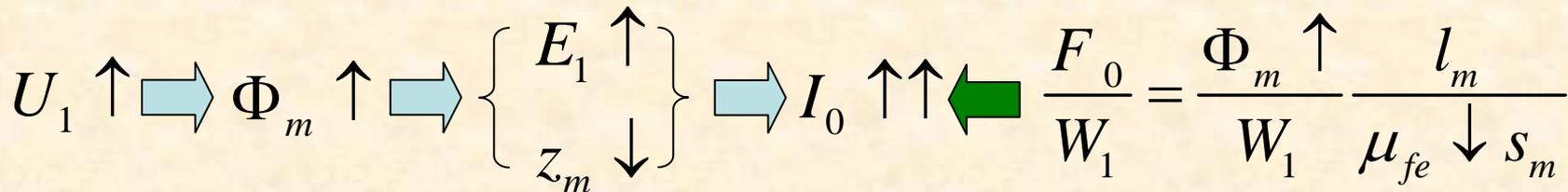
2.2.6 小结

(5) 考虑磁路的饱和时主磁通与空载电流的依赖性

■ 电源电压变化对激磁参数的影响



■ 从不同角度考察电源电压变化对激磁电流的影响



■ 有关电源频率或绕组匝数变化对磁路饱和程度、激磁参数以及激磁电流的影响，请同学们课后自行分析。 22

2.2.6 小结

(6) 有关漏阻抗压降较小的实例

■ 一台三相配电变压器，已知： $U_{1N} / U_{2N} = 6000 / 400V(Yy)$

$$S_N = 100\text{kVA} \quad r_1 = 4.2\Omega \quad x_1 = 9.0\Omega \quad r_m = 514\Omega \quad x_m = 5526\Omega$$

■ 可求得： $I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}} = \frac{100 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 6 \times 10^3} \approx 9.6225(\text{A})$

$$I_0 = \frac{U_{1N} / \sqrt{3}}{\sqrt{(r_1 + r_m)^2 + (x_1 + x_m)^2}} = \frac{6000 / \sqrt{3}}{\sqrt{(4.2 + 514)^2 + (9 + 5526)^2}} \approx 0.6231(\text{A})$$

$$z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2} = \sqrt{4.2^2 + 9^2} \approx 9.9318(\Omega)$$

$$\frac{I_0 z_1}{U_{1N} / \sqrt{3}} = \frac{0.6231 \times 9.9318}{6000 / \sqrt{3}} \approx 0.18\% \quad \frac{I_{1N} z_1}{U_{1N} / \sqrt{3}} = \frac{9.6225 \times 9.9318}{6000 / \sqrt{3}} \approx 2.76\%$$

■ 结论：工程上分析某些问题时，可不计漏阻抗压降。 23

2.3 变压器的负载运行

2.3.1 电磁分析与基本方程

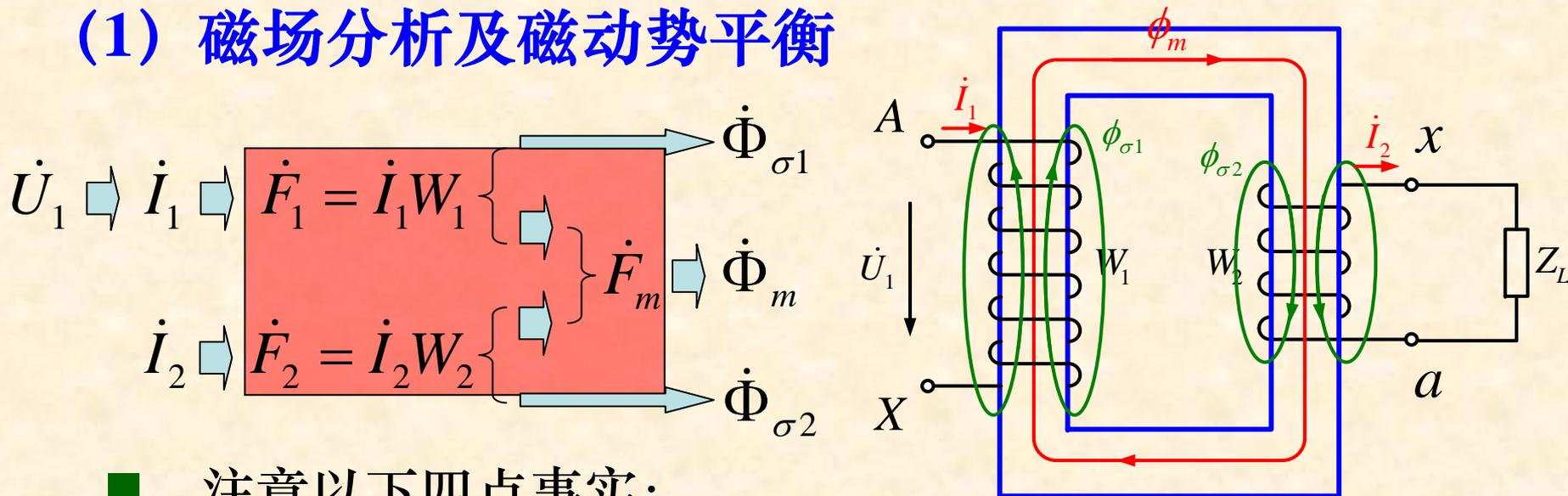
2.3.2 变压器的归算原理及方法

2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

2.3.4 变压器负载运行时的功率传递

2.3.1 电磁分析与基本方程

(1) 磁场分析及磁动势平衡



注意以下四点事实：

- ① 原、副边电流对主磁场的建立均有贡献。
- ② 原边电压恒定，且原边漏阻抗压降较小。
- ③ 负载与空载相比主磁通及磁路饱和程度**基本不变**。
- ④ 负载与空载相比建立主磁场所需的磁动势**基本相等**，但负载情况下为原、副边合成磁动势。

2.3.1 电磁分析与基本方程

(1) 磁场分析及磁动势平衡

- 磁动势平衡方程式

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m \approx \dot{F}_0 = \dot{I}_0 W_1$$

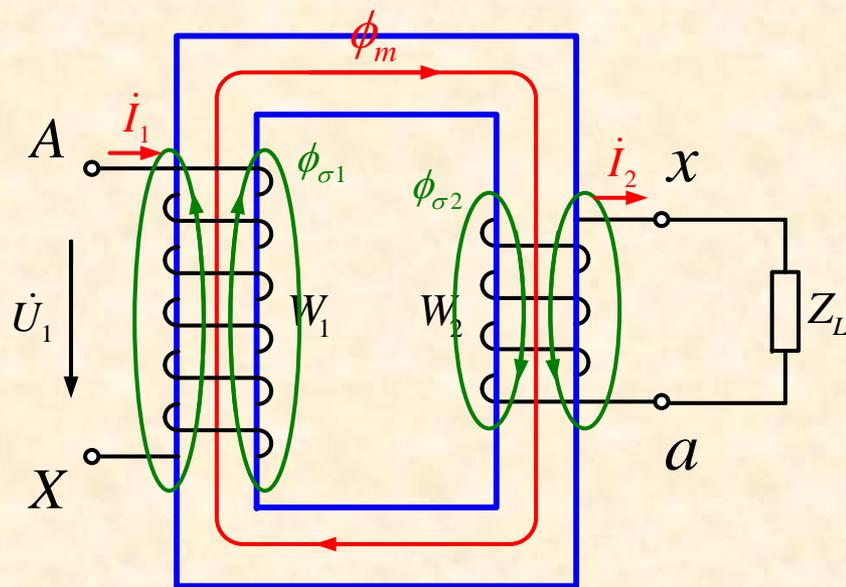
- 磁动势平衡的电流表达

$$\dot{I}_1 W_1 + \dot{I}_2 W_2 = \dot{I}_m W_1$$

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \frac{W_2}{W_1} = \dot{I}_m \quad \Rightarrow \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_m + \left(-\dot{I}_2 \frac{W_2}{W_1} \right) = \dot{I}_m + \dot{I}_{1L}$$

- 负载运行时原边电流的组成

- ① 用于建立主磁场的激磁分量。
- ② 为保持主磁场基本不变而增加的用于抵消副边影响的负载分量。

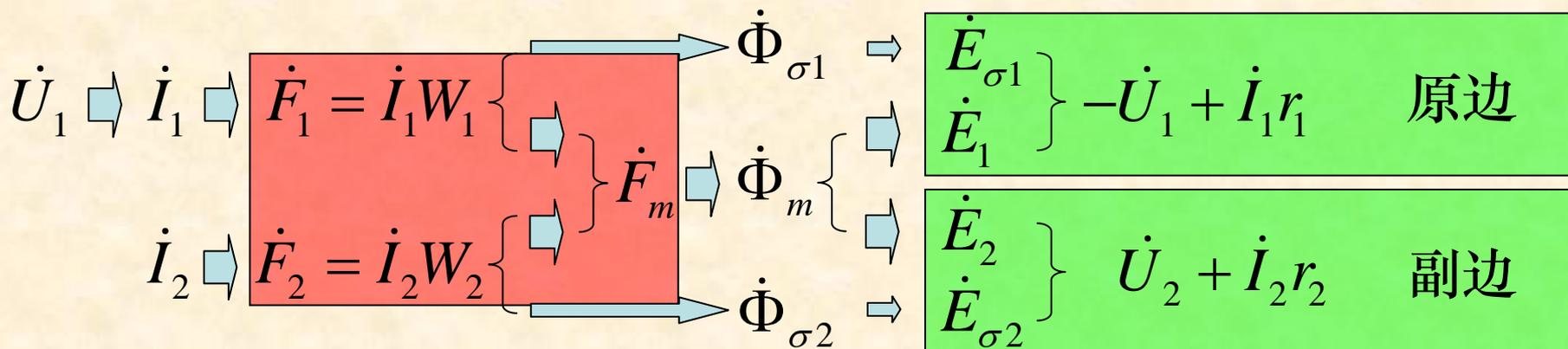


激磁分量

负载分量

2.3.1 电磁分析与基本方程

(2) 电动势分析及电压平衡方程式



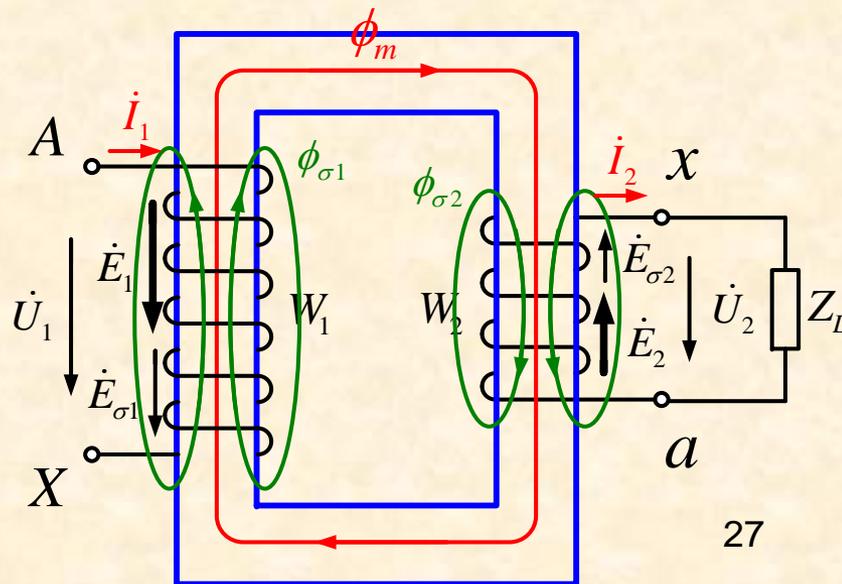
- 原边电压平衡方程式

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1}) + \dot{I}_1 r_1$$

- 副边电压平衡方程式

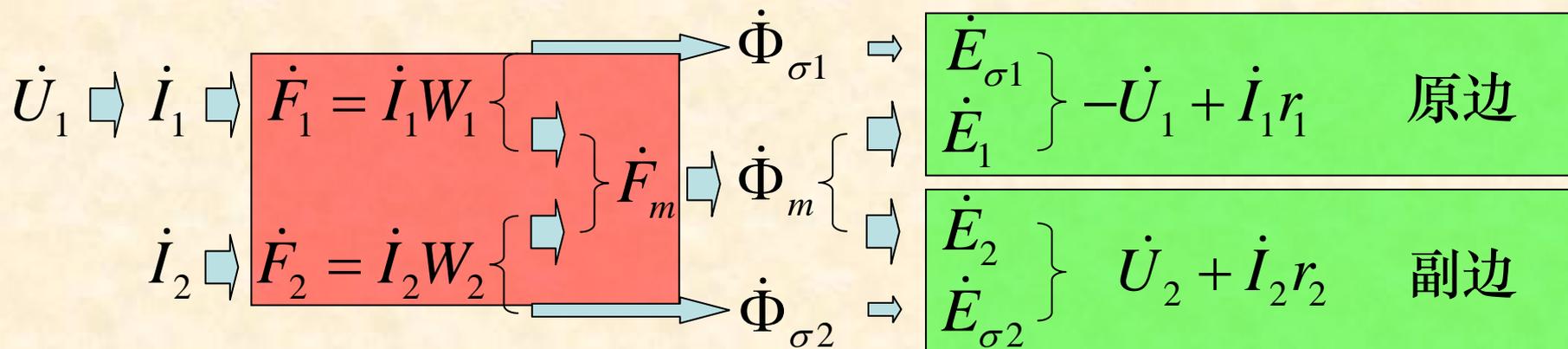
$$\dot{U}_2 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2}) - \dot{I}_2 r_2$$

- 另外负载电压 $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_L$



2.3.1 电磁分析与基本方程

(2) 电动势分析及电压平衡



■ 原边电压平衡方程式

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1}) + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1$$

■ 副边电压平衡方程式

原边一相绕组漏阻抗

$$\dot{U}_2 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2}) - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (r_2 + jx_2) = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 z_2$$

■ 另外负载电压 $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_L$

副边一相绕组漏阻抗

2.3.1 电磁分析与基本方程

(3) 七个基本方程式汇总

■ 原边电压平衡方程式

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1$$

■ 副边电压平衡方程式

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 z_2$$

■ 原边感应电动势与主磁通的关系式

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f W_1 \dot{\Phi}_m$$

■ 原、副边感应电动势间的关系式

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

■ 磁动势平衡的电流表达式

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

■ 主磁路场化路分析的表达式

$$\dot{I}_m = (-\dot{E}_1) / z_m$$

■ 负载电压、电流及阻抗间的关系式

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

当已知原边电压、频率、原副边匝数、变压器参数和负载参数，联立上述方程可求出原副边感应电动势、主磁通、原副边电流、激磁电流和副边电压七个变量。

2.3.2 变压器的归算原理及方法

(1) 原因及目的

- **原因：**利用方程组求解，工程上十分不便且不直观。
- **目的：**寻求原、副边直接有电的联系的等效电路，模拟原、副边仅有磁场耦合没有电的联系的实际变压器。

(2) 要求与条件

- **要求：**保持变压器的内部电磁本质不能变。
- **条件：**
 - 主磁场不变。
 - 副边对原边的影响不变。
 - 有功功率及无功功率不变。

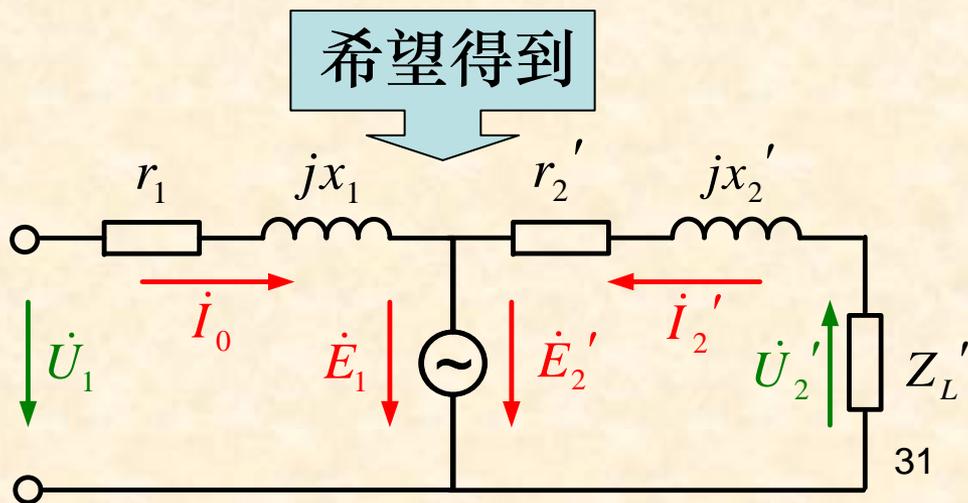
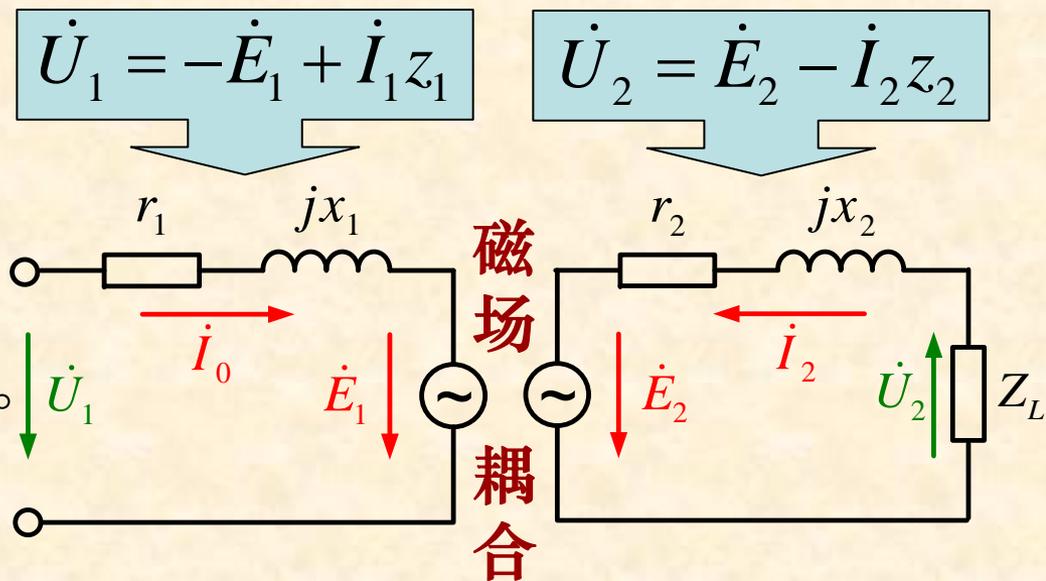
三个不变

2.3.2 变压器的归算原理及方法

(3) 想法及做法

- **显然：** 现有的原、副边电路并不统一，二者之间仅有磁的耦合而没有电的直接联系。
- **希望：** 实现原、副边的电路对接。
- **两个问题：**

- ① 怎样才能实现对接？
- ② 对接后的参数和电磁量应如何修正以保证三个不变？



2.3.2 变压器的归算原理及方法

(3) 想法及做法

■ **想法：**将副边绕组的匝数**想象成**与原边绕组的匝数相同。

■ **做法：**

主磁场
不变

● 由
$$\frac{\dot{E}_2}{-j4.44 f W_2} = \frac{\dot{E}_2'}{-j4.44 f W_1} \Rightarrow \dot{E}_2' = k\dot{E}_2$$

副边影
响不变

● 由
$$I_2 W_2 = I_2' W_1 \Rightarrow I_2' = I_2 / k$$

有功无
功不变

● 由
$$\left. \begin{aligned} I_2^2 r_2 &= I_2'^2 r_2' \\ I_2^2 x_2 &= I_2'^2 x_2' \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} r_2' &= k^2 r_2 \\ x_2' &= k^2 x_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow z_2' = k^2 z_2$$

● 由
$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - I_2' z_2' \Rightarrow \dot{U}_2' = k\dot{U}_2$$

● 由
$$Z_L' = \dot{U}_2' / I_2' \Rightarrow Z_L' = k^2 Z_L$$

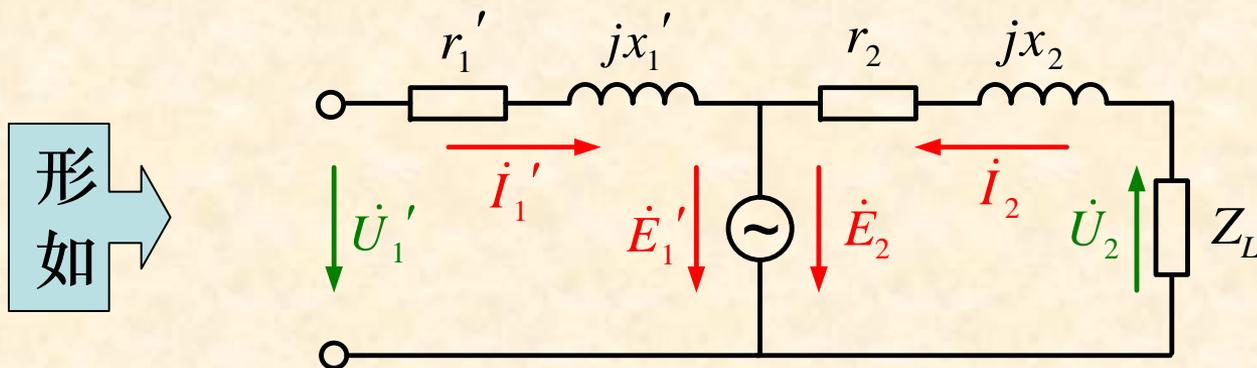
请问：
有何规律？

2.3.2 变压器的归算原理及方法

(4) 结论与思考

- **结论：**（将变压器的副边归算到原边）
 - 凡是副边单位为“**伏特**”的量乘以变比。
 - 凡是副边单位为“**安培**”的量除以变比。
 - 凡是副边单位为“**欧姆**”的量乘以变比的平方。
- **思考：**若需将原边的量归算到副边应该如何去做？

三个凡是



请同学们课后自行分析仿照“三个凡是”给出答案

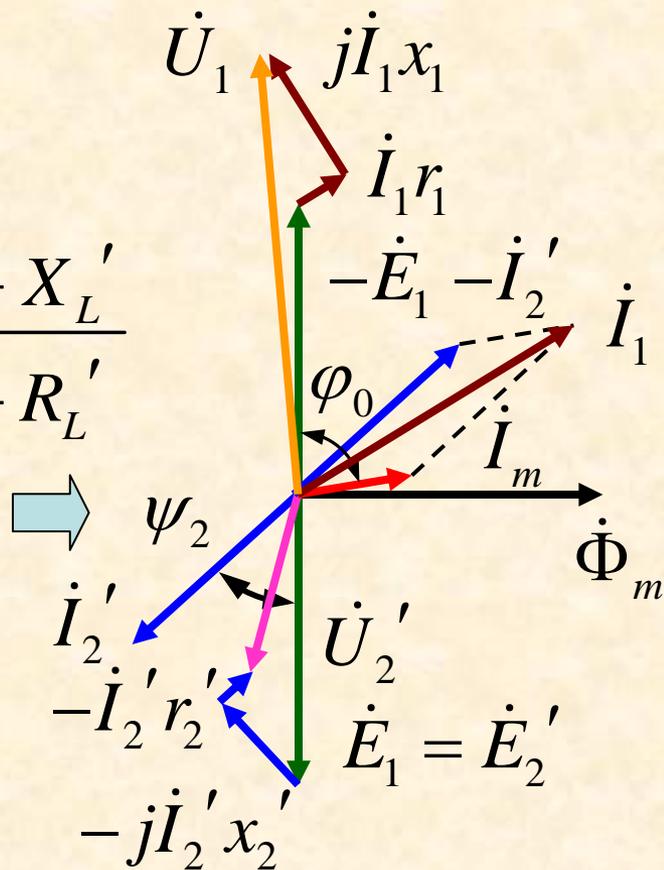
2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

(1) 归算后的基本方程式（假定将副边归算到原边）

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1 \\ \dot{U}_2' &= \dot{E}_2' - \dot{I}_2' z_2' \\ \dot{E}_1 &= -j4.44 f W_1 \dot{\Phi}_m \\ \dot{E}_2' &= \dot{E}_1 \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2' &= \dot{I}_m \\ \dot{I}_m &= (-\dot{E}_1) / z_m \\ \dot{U}_2' &= \dot{I}_2' Z_L' \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_2' &= \frac{\dot{E}_2'}{z_2' + Z_L'} \\ \psi_2 &= \text{tg}^{-1} \frac{x_2' + X_L'}{r_2' + R_L'} \end{aligned} \right\}$$

- ① $\psi_2 > 0$
- ② $\psi_2 < 0$
- ③ $\psi_2 = 0$



(2) 归算后的相量图

$$\varphi_0 = \text{tg}^{-1} \frac{x_m}{r_m}$$

2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

(3) 等效电路

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1$$

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' z_2'$$

$$\dot{E}_1 = -j4.44 f W_1 \Phi_m$$

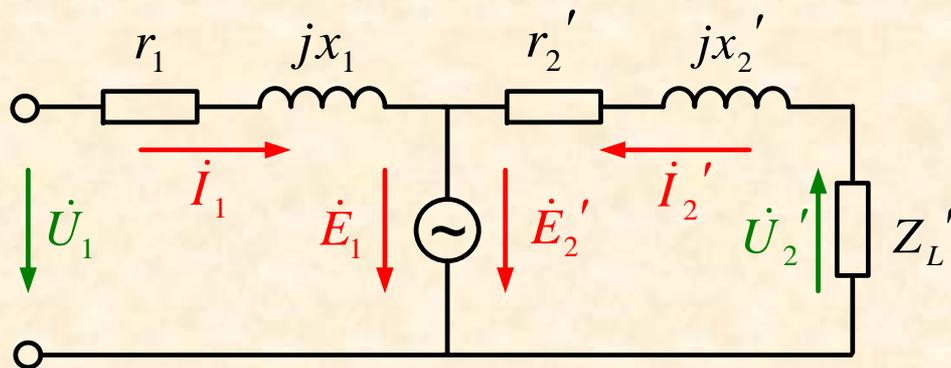
$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1$$

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

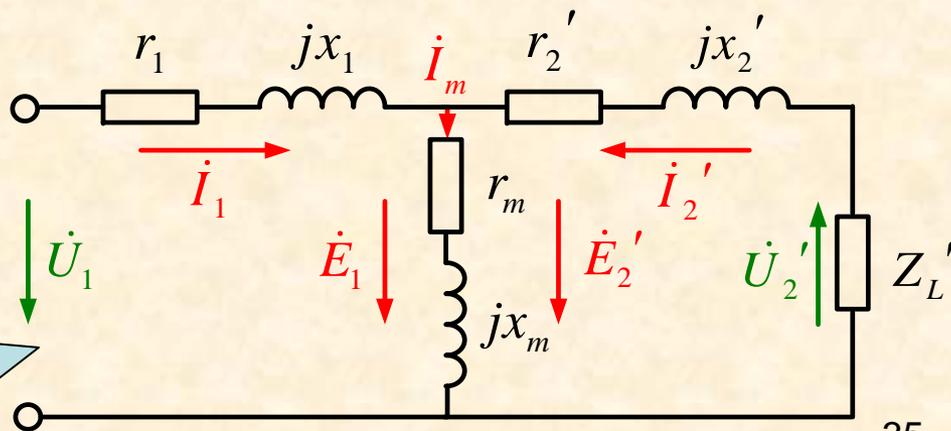
$$\dot{I}_m = (-\dot{E}_1) / z_m$$

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

变压器副边归算到原边的“T”型等效电路



考虑到主磁场的场化路分析



2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

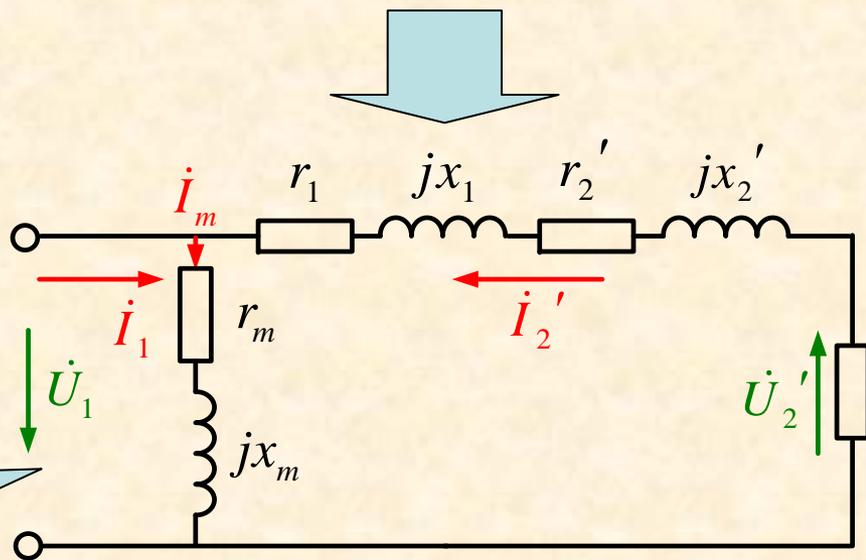
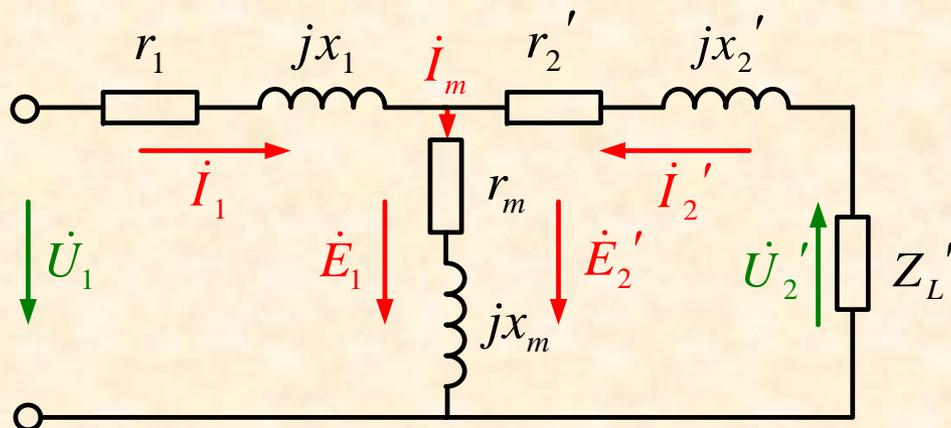
(4) 等效电路的简化

- **原因：**串并联电路且含有复数，工程计算复杂。
- **依据：**激磁电流与负载电流相比甚小。
- **方法之一：**

- 激磁支路前移

$$\dot{I}_m \ll \dot{I}_1$$

变压器副边归算到原边的近似等效电路



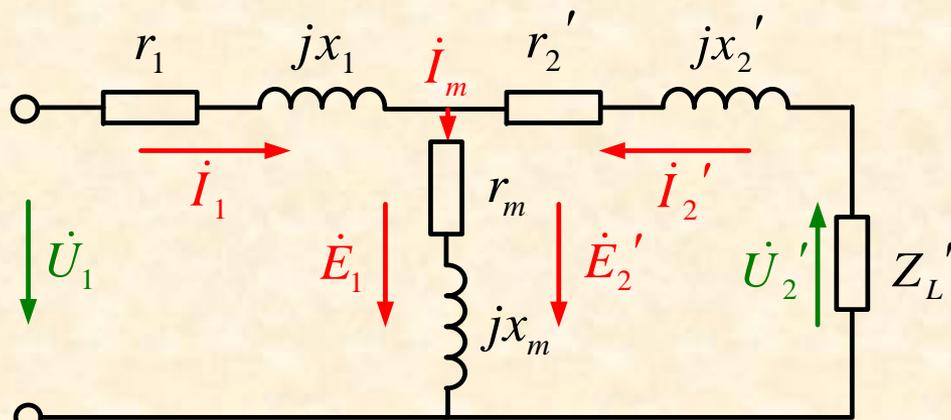
2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

(4) 等效电路的简化

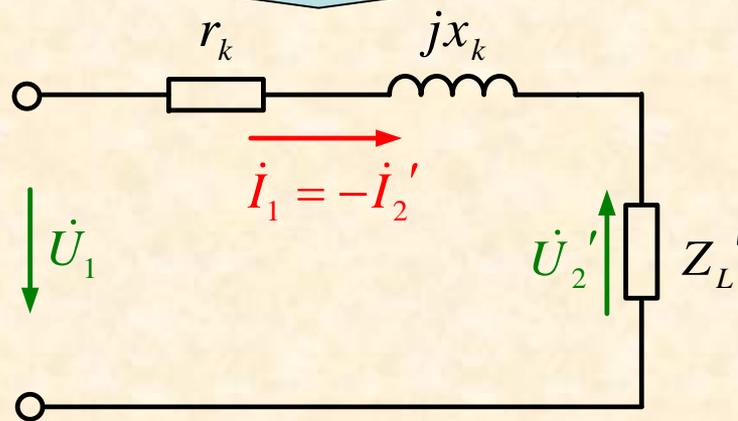
- **原因：**串并联电路且含有复数，工程计算复杂。
- **依据：**激磁电流与负载电流相比甚小。
- **方法之二：**
 - 忽略激磁支路

$$z_m \gg z_1, z_m \gg z_2', \dot{I}_m \approx 0$$

变压器副边归算到原边的简化等效电路



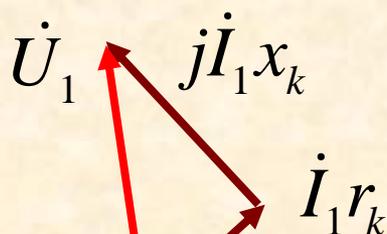
$$\text{令: } r_k = r_1 + r_2' \quad x_k = x_1 + x_2'$$



2.3.3 归算后的方程式、相量图及等效电路

(5) 简化等效电路对应的电压平衡方程式及相量图

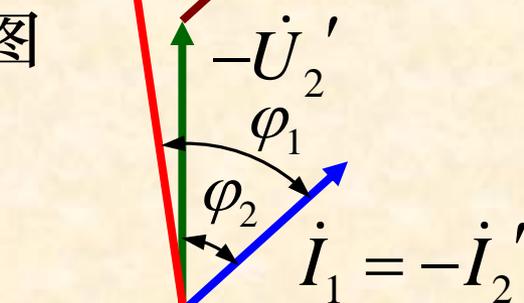
■ 电压平衡方程式



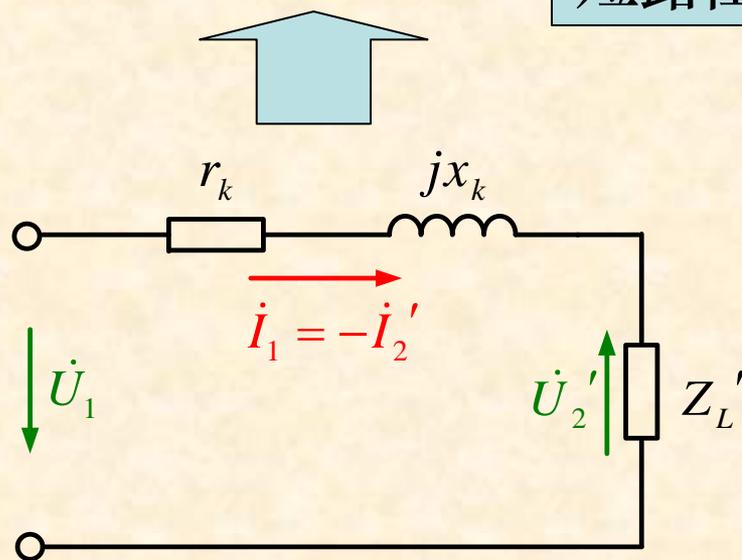
$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{U}_2' + \dot{I}_1(r_k + jx_k) \\ &= -\dot{U}_2' + \dot{I}_1 z_k \end{aligned}$$

变压器的
短路阻抗

■ 相量图



■ 变压器的简化等效电路及其相量图在电力系统分析课程中将会使用。



2.3.4 变压器负载运行时的功率传递

(1) 有功功率的传递

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1$$

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

■ 原边

$$P_1 = \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 = (-\dot{E}_1) \cdot \dot{I}_1 + (\dot{I}_1 z_1) \cdot \dot{I}_1$$

输入功率

$$= (-\dot{E}_1) \cdot (\dot{I}_m - \dot{I}_2') + (\dot{I}_1 z_1) \cdot \dot{I}_1$$

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

$$= (-\dot{E}_1) \cdot \dot{I}_m + (-\dot{E}_1) \cdot (-\dot{I}_2') + (\dot{I}_1 z_1) \cdot \dot{I}_1$$

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

$$= (\dot{I}_m z_m) \cdot \dot{I}_m + \dot{E}_2' \cdot \dot{I}_2' + (\dot{I}_1 z_1) \cdot \dot{I}_1$$

$$= I_m^2 r_m + \dot{E}_2' \cdot \dot{I}_2' + I_1^2 r_1$$

铁心损耗 P_{fe}

电磁功率 P_M

原边绕组铜耗 P_{Cu1}

2.3.4 变压器负载运行时的功率传递

(1) 有功功率的传递

$$\dot{E}'_2 = \dot{U}'_2 + \dot{I}'_2 z'_2$$

■ 副边 $P_M = \dot{E}'_2 \cdot \dot{I}'_2 = \dot{U}'_2 \cdot \dot{I}'_2 + (\dot{I}'_2 z'_2) \cdot \dot{I}'_2$

$$\dot{U}'_2 = \dot{I}'_2 Z'_L$$

$$= (\dot{I}'_2 Z'_L) \cdot \dot{I}'_2 + (\dot{I}'_2 z'_2) \cdot \dot{I}'_2$$

$$= I_2'^2 R'_L + I_2'^2 r'_2$$

输出功率 P_2

副边绕组铜耗 P_{Cu2}

■ 显然

$$\left\{ \begin{array}{l} I_2'^2 r'_2 = I_2^2 r_2 \\ I_2'^2 R'_L = I_2^2 R_L \\ \dot{E}'_2 \cdot \dot{I}'_2 = \dot{E}_2 \cdot \dot{I}_2 \end{array} \right.$$

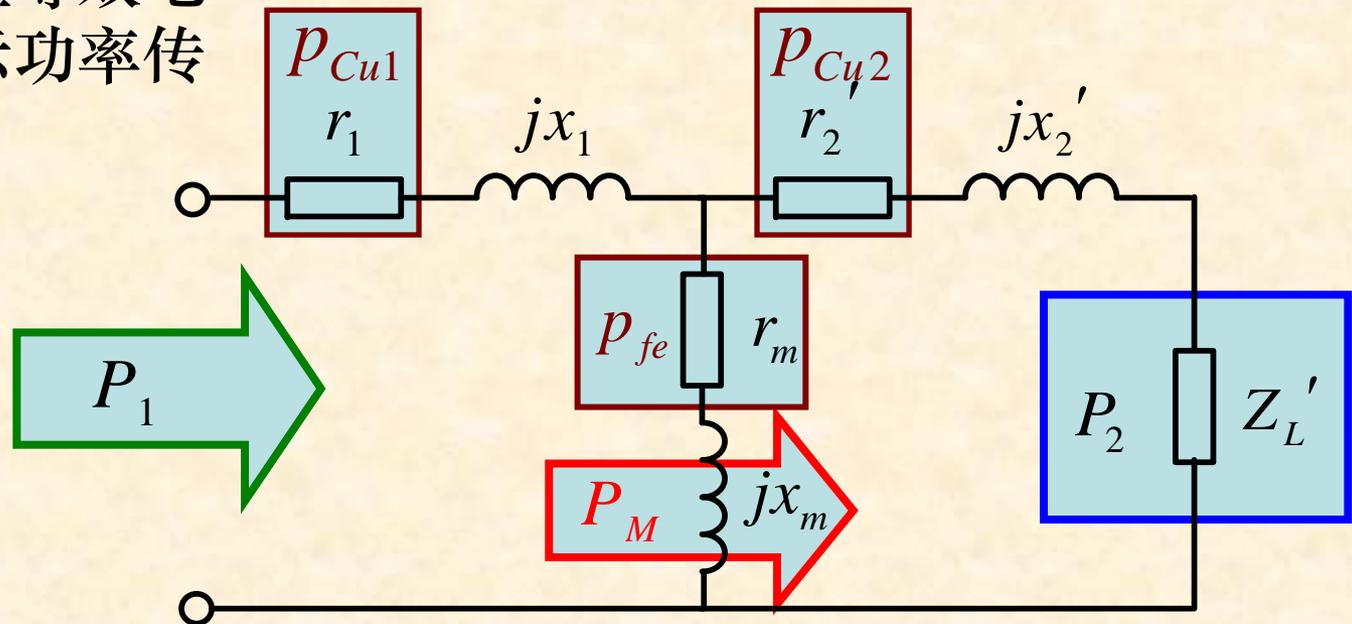
$$\left\{ \begin{array}{l} I_m^2 r_m = I_m'^2 r'_m \\ I_1^2 r_1 = I_1'^2 r'_1 \\ \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 = \dot{U}'_1 \cdot \dot{I}'_1 \end{array} \right.$$

2.3.4 变压器负载运行时的功率传递

(1) 有功功率的传递

- 功率平衡方程式
- 在“T”型等效电路中表示功率传递关系

$$\begin{cases} P_1 = p_{Cu1} + p_{fe} + P_M \\ P_2 = P_M - p_{Cu2} \end{cases}$$



(2) 无功功率的传递

- 请同学们课后自行分析。

2.4 变压器的参数测定

2.4.1 空载试验

2.4.2 稳态短路试验

实验前注意由变压器的名牌了解变压器的额定值

2.4.1 空载试验

(1) 试验目的

- 确定变压器的
- ① 变比
 - ② 空载特性（磁化特性）曲线
 - ③ 额定电压时的铁耗与激磁参数

(2) 试验方法

- 将变压器高压边开路，低压边经调压器（可调自耦变压器）接额定电压、额定频率的电网。
- 调节原边电压从 $(1.1\sim 1.3) U_{1N}$ 逐渐减小。
- 在电压调节过程中，逐点测取原边电压 U_1 及原边输入电流（空载电流） I_0 ，即得空载特性曲线。
- 特别是当原边电压等于额定电压时，测取原边电流 I_0 、原边输入功率 p_0 及副边开路电压 U_{20} 。

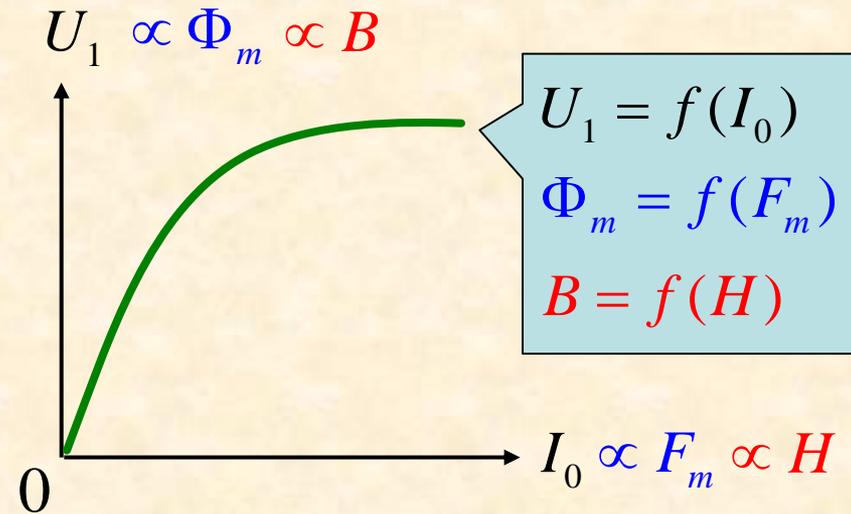
2.4.1 空载试验

(3) 数据分析与处理

① 求变比 $k = \frac{U_{20}}{U_{1N}} = \frac{\text{高压边额定相电压}}{\text{低压边额定相电压}}$

② 作空载特性曲线

③ 确定铁心损耗



所以，空载特性曲线本质上为铁磁材料的磁化曲线

2.4.1 空载试验

(3) 数据分析与处理

① 求变比 $k = \frac{U_{20}}{U_{1N}} = \frac{\text{高压边额定相电压}}{\text{低压边额定相电压}}$

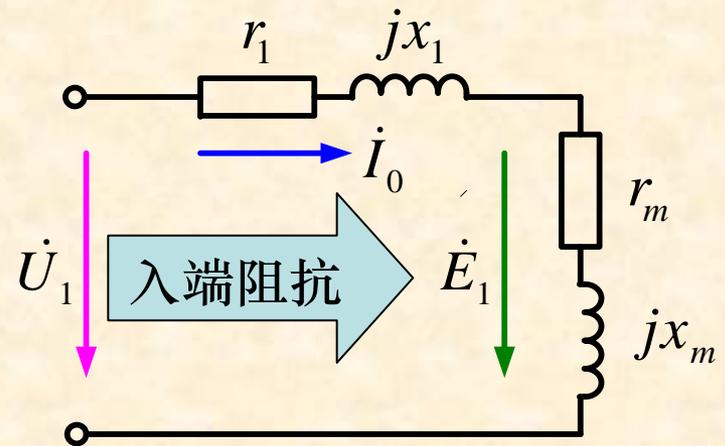
② 作空载特性曲线

③ 确定铁心损耗

$$P_{fe} = P_0 - P_{Cu1} \approx P_0 \Big|_{U_1=U_{1N}}$$

④ 计算激磁参数

$$Z_0 = \frac{U_{1N}}{I_0 \Big|_{U_1=U_{1N}}} \approx Z_m \quad r_m = \frac{P_{fe}}{I_0^2} \quad x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2}$$



2.4.1 空载试验

(4) 三点注意

- ① 激磁参数和铁耗大小随电压的变化而变化，工程上尤其关注额定电压点对应的数据。
- ② 所求参数有名值为由低压边看入的数值，若需由高压边看入的等效电路参数的有名数值，则须进行归算。
- ③ 计算公式对三相变压器的灵活性，注意所求等效电路参数应为一相的值。

2.4.2 稳态短路试验

(1) 试验目的

确定变压器的

- ① 额定电流时的绕组铜耗（又称为短路损耗）。
- ② 短路参数（对应简化等效电路）。

(2) 试验方法

- 将变压器低压边短路，高压边经调压器（可调自耦变压器）接额定电压、额定频率的电网。
- 从零开始缓慢调节原边电压，原边电流缓慢上升。
- 当原边电流等于额定电流时，测取原边电压 U_k 、原边电流 I_k 以及原边输入功率 p_k 。
- 记录试验环境温度。

2.4.2 稳态短路试验

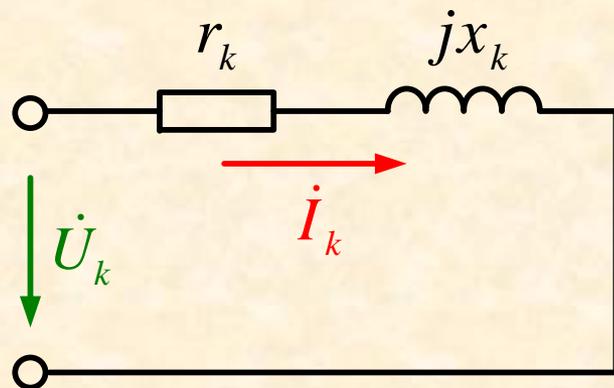
(3) 数据分析与处理

① 确定短路损耗

$$P_{Cu1} + P_{Cu2} = P_k - P_{fe} \approx P_k$$

特别当 $I_k = I_{1N}$ 时, $P_k = P_{kN}$ 。

短路电压很低



② 计算短路参数

$$Z_k = \frac{U_k \Big|_{I_k=I_{1N}}}{I_{1N}} \quad r_k = \frac{P_{kN}}{I_{1N}^2} \quad x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2}$$

③ 针对“T”型等效电路, 可取:

$$\begin{cases} r_1 = r_2' = \frac{r_k}{2} \\ x_1 = x_2' = \frac{x_k}{2} \end{cases}$$

2.4.2 稳态短路试验

(4) 四点注意

- ① 因变压器的短路阻抗较小，所以短路电流等于额定电流时的短路电压较低，实验时需格外小心。
- ② 短路损耗随电流变化而变化，注意 p_k 为泛指，而 p_{kN} 为确指（**额定电流时的短路损耗**）。
- ③ 因绕组导线的电阻随温度变化而变化，根据国家标准需换算到基准工作温度 75°C 的数值，其换算式如下：

$$r_{k75^\circ\text{C}} = \frac{235 + 75}{235 + \theta} \times r_k \quad \text{进而：} z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{r_{k75^\circ\text{C}}^2 + x_k^2}$$

材料系数（铜）

实验环境温度

- ④ 计算公式对三相变压器的灵活性，注意所求等效电路参数应为一相的值。

2.5 标么值的概念及其应用

2.5.1 标么值的定义及其基准值的选取

2.5.2 采用标么值的优缺点

2.5.3 阻抗电压及其对变压器运行的影响

2.5.1 标么值的定义及其基准值的选取

(1) 定义

$$\text{标么值} = \frac{\text{某物理量的实际值 (有单位)}}{\text{该物理量的基准值 (同量纲)}}$$

(2) 基准值的选取及注意事项

- **基准值的选取**：一般选为**额定值**。
- **制约性**：需要注意基本单位（例如V、A）与导出单位（例如VA、W、Var、Ω）间的特定关系。
- **共同性**：
 - 有功、无功及视在功率均以**额定容量**为基准。
 - 电阻、电抗及阻抗均以**额定阻抗**为基准。
- **对应性**：
 - 归算前、后各量的基准值应按所在边选取。
 - 三相系统实际值与基准值应同为相值或线值。
 - 既强调定义式中“某”与“该”的对应性。⁵¹

2.5.2 采用标么值的优缺点

(1) 优点

- 压缩数据范围，并且额定值的标么值均为“1”。
 - 某量归算前与归算后的标么值相等（标么值无需加撇）。
- 例如： $U_2'^* = U_2' / U_{1N} = U_2 / U_{2N} = U_2^*$
- 对于三相系统，线值与相值的标么值相等。
 - 特别是在额定电压情况下：
 - 电流的标么值即为视在功率的标么值。
 - 有功电流的标么值即为有功功率的标么值。
 - 无功电流的标么值即为无功功率的标么值。

(2) 缺点

- 电磁量的物理概念被淡化。
- 丧失量纲分析法检验推导及运算正确与否的可能性。

2.5.3 阻抗电压及其对变压器运行的影响

(1) 变压器阻抗电压的定义

注意此处电压电流均为相值

- 阻抗电压（又称为短路阻抗的百分值）
$$u_k = \frac{I_{1N} z_{k75^\circ C}}{U_{1N}} \times 100\% = z_{k75^\circ C}^*$$
- 阻抗电压的电阻分量
$$u_{kr} = \frac{I_{1N} r_{k75^\circ C}}{U_{1N}} \times 100\% = r_{k75^\circ C}^*$$
- 阻抗电压的电抗分量
$$u_{kx} = \frac{I_{1N} x_k}{U_{1N}} \times 100\% = x_k^*$$

(2) 阻抗电压对变压器运行的影响

- 阻抗电压越小，负荷变化引起副边电压变化越小 😊。
- 阻抗电压越小，故障情况下的稳态短路电流越大 😞。
- 阻抗电压的数值影响变压器并联运行后的负荷分配。

2.6 变压器的运行性能

2.6.1 变压器的电压调整率

2.6.2 变压器的运行效率

2.6.1 变压器的电压调整率

(1) 定义式

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2N}} \times 100\% = \frac{U_{1N} - U_2'}{U_{1N}} \times 100\% = 1 - U_2^*$$

(2) 实用式

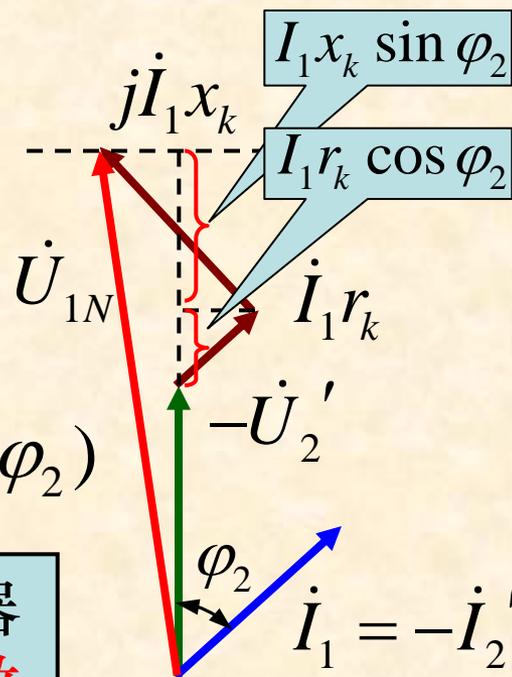
■ 由简化等值电路对应的相量图可得：

$$\begin{aligned} U_{1N} - U_2' &\approx I_1 r_k \cos \varphi_2 + I_1 x_k \sin \varphi_2 \\ &= \frac{I_1}{I_{1N}} (I_{1N} r_k \cos \varphi_2 + I_{1N} x_k \sin \varphi_2) \end{aligned}$$

■ 令： $\beta = I_1 / I_{1N} \approx I_2 / I_{2N}$

称为变压器的
负荷系数

■ 则有： $\Delta U = \beta (r_k^* \cos \varphi_2 + x_k^* \sin \varphi_2)$



2.6.1 变压器的电压调整率

(3) 三点讨论

$$\Delta U = \beta(r_k^* \cos \varphi_2 + x_k^* \sin \varphi_2)$$

- ① 在负荷功率因数及变压器短路参数一定的情况下，负荷系数越大，电压调整率越大。
- ② 当变压器带感性负荷时，负荷功率因数及负荷电流一定的情况下，变压器短路参数越大，电压调整率越大。
- ③ 关于负荷性质（或负荷功率因数角）的影响：

- 纯电阻负荷 $\varphi_2 = 0$ $\Delta U > 0$ $U_2 < U_{20}$
- 阻感性负荷 $\varphi_2 > 0$ $\Delta U > 0$ $U_2 < U_{20}$
- 阻容性负荷 $\varphi_2 < 0$

此时仅当：

$$\left| x_k^* \sin \varphi_2 \right| \geq r_k^* \cos \varphi_2 \quad \begin{cases} \Delta U \leq 0 \\ U_2 \geq U_{20} \end{cases}$$

2.6.2 变压器的运行效率

(1) 定义式 $\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\%$ 其中: $P_2 = P_1 - \Sigma p$

(2) 实用式 $\eta = 1 - \frac{\Sigma p}{P_2 + \Sigma p} = \left(1 - \frac{p_{fe} + p_{Cu}}{P_2 + p_{fe} + p_{Cu}}\right) \times 100\%$

■ 式中:

$$p_{Cu} = I_1^2 r_k = \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 I_{1N}^2 r_k = \beta^2 p_{kN} \text{ 称为可变损耗}$$

■ 两点合理近似:

$$\begin{cases} p_{fe} \approx p_0 \text{ 称为不变损耗 (额定电压、频率下磁通不变)} \\ P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \approx U_{20} I_{2N} \frac{I_2}{I_{2N}} \cos \varphi_2 = \beta S_N \cos \varphi_2 \end{cases}$$

■ 结果: $\eta = \left(1 - \frac{p_0 + \beta^2 p_{kN}}{\beta S_N \cos \varphi_2 + p_0 + \beta^2 p_{kN}}\right) \times 100\%$

2.6.2 变压器的运行效率

(3) 讨论

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

- 效率是关于负荷系数的二次函数，故存在极值问题。
- 令： $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$ 得： $\beta = \sqrt{\frac{p_0}{p_{kN}}}$ 即： $p_0 = \beta^2 p_{kN}$
- 结果： $\eta_{\max} = \left(1 - \frac{2p_0}{\sqrt{p_0/p_{kN}} \times S_N \cos \varphi_2 + 2p_0}\right) \times 100\%$
- 物理意义：系统中**可变损耗**等于**不变损耗**时效率最高。
- 实际意义：考虑到用电负荷昼夜和季节的变化，变压器设计中对应最高效率的负荷系数并不等于“1”。

本章要点

(1) 基本概念（八个）

- 主磁通与漏磁通的概念。
- 空载电流非正弦及等效正弦波的概念。
- 变压器空载与负载运行相比主磁通基本不变的概念。
- 磁动势平衡的概念。
- 场化路的分析中有损等效与无损等效的概念。
- 等效电路参数的含义。
- 归算的概念。
- 标么值的概念。

本章要点

(2) 基本分析方法（九种）

- 正方向规定在问题分析中的重要性及**非**唯一性。
- 考虑磁路饱和时的空载电流分析。
- 场化路的分析。
- 方程式、相量图与等效电路在解决不同问题的适用性。
- 归算的目的及方法。
- 工程近似的分析方法。
- 标么值的规定及其应用。
- 运行性能的分析。
- 试验分析方法。

本章要点

(3) 基本试验 (两个)

- 空载试验目的、方法及试验数据的处理。
- 稳态短路试验目的、方法及试验数据的处理。

(4) 基本计算 (四个方面)

- 变压器的归算。
- 利用空载试验和稳态短路试验求取变压器等值电路参数及其运行性能。
- 利用标么值的相关计算。
- 利用相量图找几何关系求解相关问题。

变压器部分课后习题

(共 18 题)

习题三 计算题 第1、2、3题

习题四 计算题 第1、2题

习题五 计算题 第1、2、3题

习题六 计算题 第1、2、3题

习题七 第1、2、3题

习题九 计算题 第1、2题

习题十 计算题 第2、3题

第3章 三相变压器

3.1 三相变压器的铁心结构

3.2 三相变压器的电路联结

3.3 三相变压器的空载电动势波形

3.4 三相变压器的非对称运行

3.1 三相变压器的铁心结构

3.1.1 三相变压器组

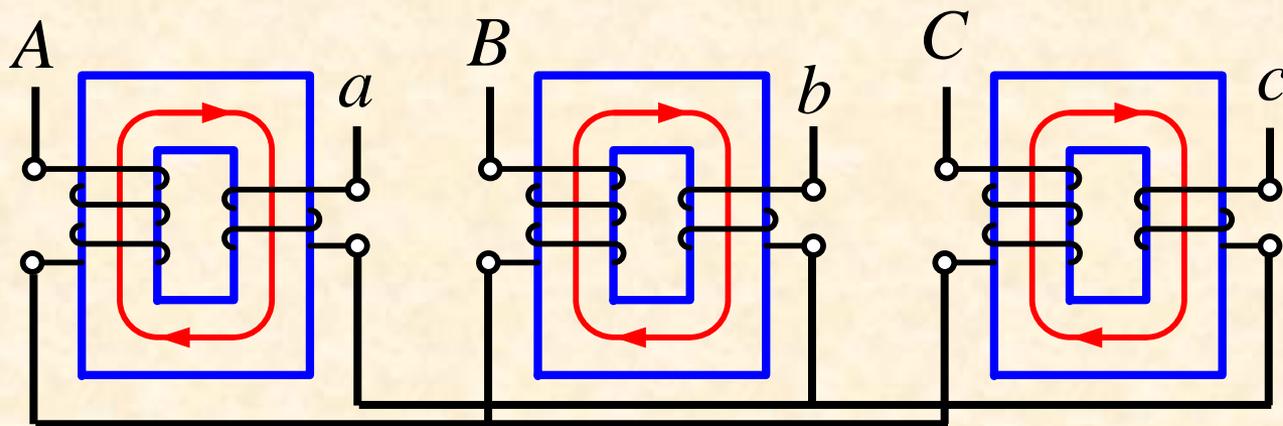
3.1.2 三相心式变压器

3.1.1 三相变压器组

(1) 结构

- 三相变压器组是由三台相同的单相变压器经电路三相联结组成。

超大型变压器为考虑运输方便，设计上一般采用此种结构。



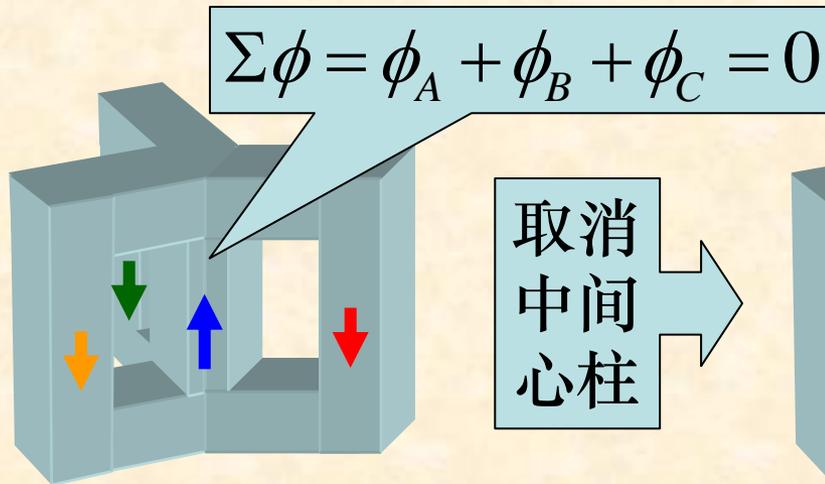
(2) 特点

- 三相磁路彼此无关。
- 三相磁通对称，即大小相等且相位互差 120° 。
- 三相激磁电流也对称，即大小相等且相位互差 120° 。

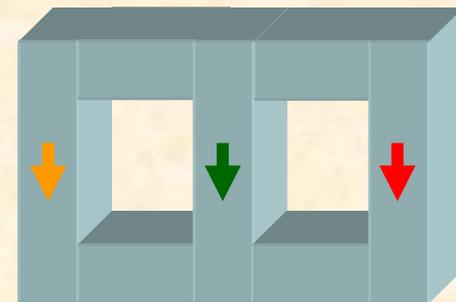
3.1.2 三相心式变压器

(1) 结构

由三相变压器组的演变过程



三相心柱置于同一平面



(2) 特点

注意到：

$$\begin{cases} \phi_A = \Phi_m \sin \omega t \\ \phi_B = \Phi_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ \phi_C = \Phi_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$

- 三相磁路彼此相关。
- 任意瞬间三相磁通代数和等于零。
- 三相激磁电流不等，中间一相略小。

3.2 三相变压器的电路联结

3.2.1 三相绕组的联结

3.2.2 变压器的联结组别

3.2.1 三相绕组的联结

(1) 星形联结

■ 表示方法

- 高压边无中线：Y，有中线：YN
- 低压边无中线：y，有中线：yn

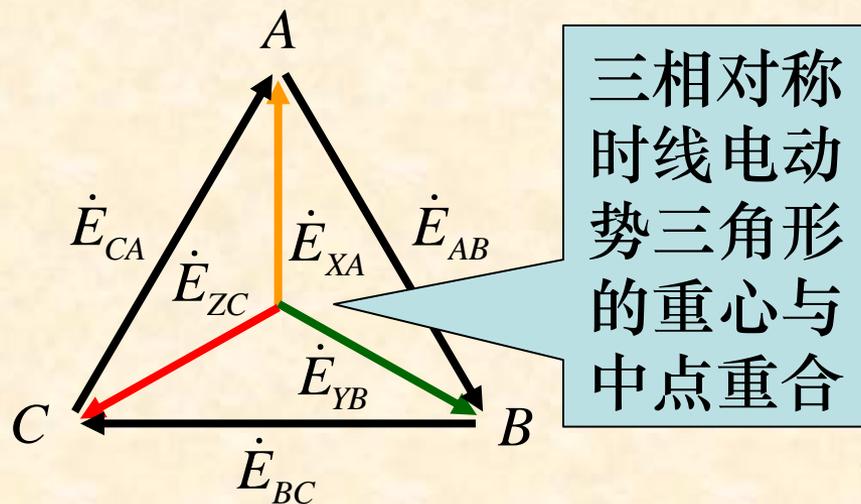
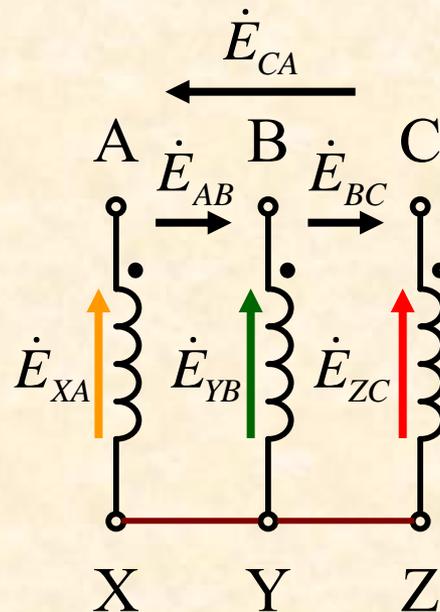
■ 绕组联结及电动势规定正方向（如图）

■ 线电动势与相电动势间的关系

● 数学表达式

$$\begin{cases} \dot{E}_{AB} = \dot{E}_{YB} - \dot{E}_{XA} \\ \dot{E}_{BC} = \dot{E}_{ZC} - \dot{E}_{YB} \\ \dot{E}_{CA} = \dot{E}_{XA} - \dot{E}_{ZC} \end{cases}$$

● 相量图



3.2.1 三相绕组的联结

(2) 三角形联结

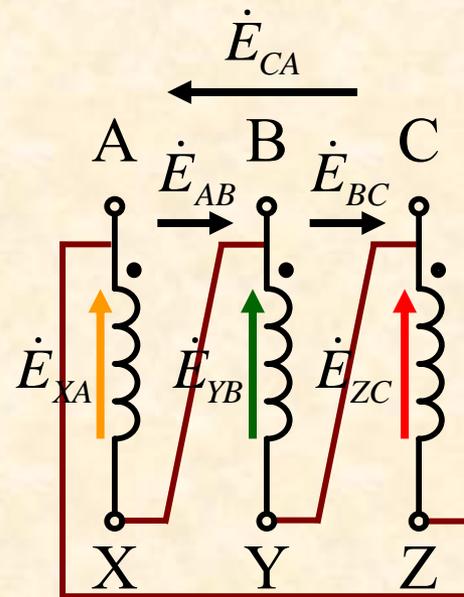
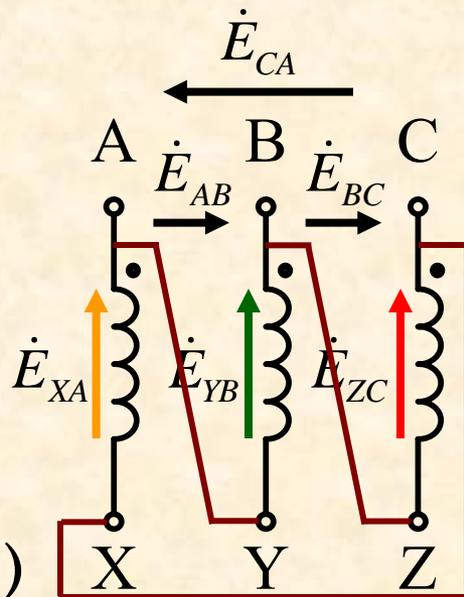
■ 表示方法

- 高压边: D
- 低压边: d

■ 绕组联结及电动势规定正方向 (如图)

■ 线电动势与相电动势间的关系

- 数学表达式
- 相量图



$$\begin{cases} \dot{E}_{AB} = \dot{E}_{YB} \\ \dot{E}_{BC} = \dot{E}_{ZC} \\ \dot{E}_{CA} = \dot{E}_{XA} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{E}_{AB} = -\dot{E}_{XA} \\ \dot{E}_{BC} = -\dot{E}_{YB} \\ \dot{E}_{CA} = -\dot{E}_{ZC} \end{cases}$$

AY, BZ, CX

AZ, BX, CY

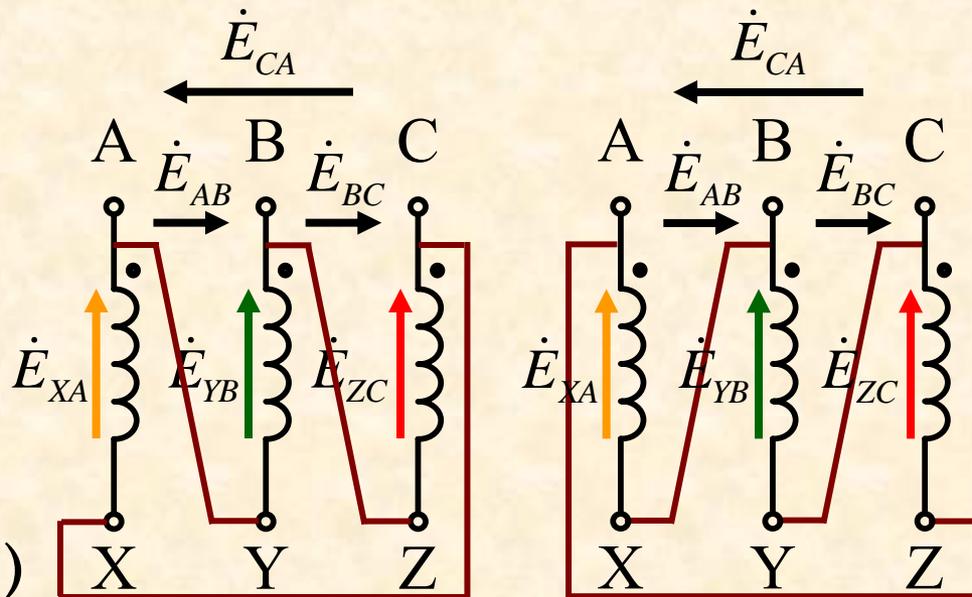
3.2.1 三相绕组的联结

(2) 三角形联结

■ 表示方法

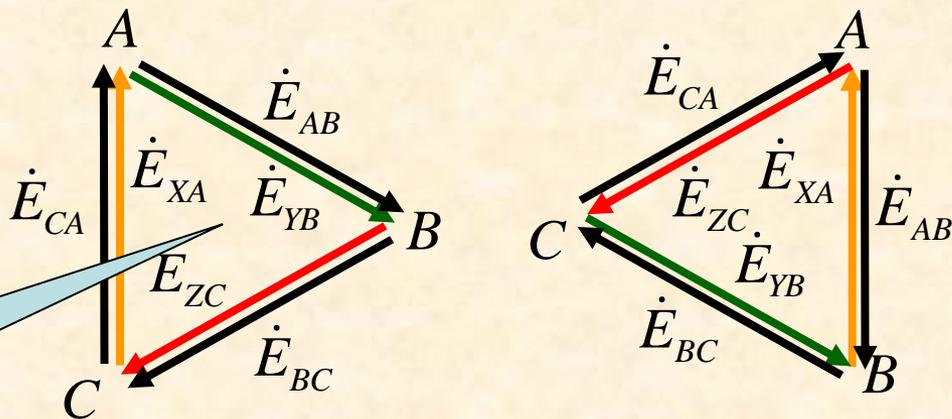
- 高压边: D
- 低压边: d

■ 绕组联结及电动势规定正方向 (如图)



■ 线电动势与相电动势间的关系

- 数学表达式
- 相量图



三相对称时线电动势
三角形重心为虚中点

AY, BZ, CX

AZ, BX, CY

3.2.2 变压器的联结组别

(1) 单相变压器的联结组别

■ 基本概念

- **联结组别**表示的是原边感应电动势与副边感应电动势间的相位关系。
- 感应电动势的规定正方向为绕组的**尾端指向首端**。
- 绕组的首、尾端可以人为标记，具有**人为属性**。
- 当多个线圈被交变磁场耦合时，不论其绕向如何，必然存在感应电动势极性相同的端子。
- 不同绕组极性相同的端子称为同极性端（或称为同名端），同名端为**自然属性**。
- 同极性端判别方法：当电流从同极性端流入时，其产生磁场的方向是相同的（**右手关系**）。

3.2.2 变压器的联结组别

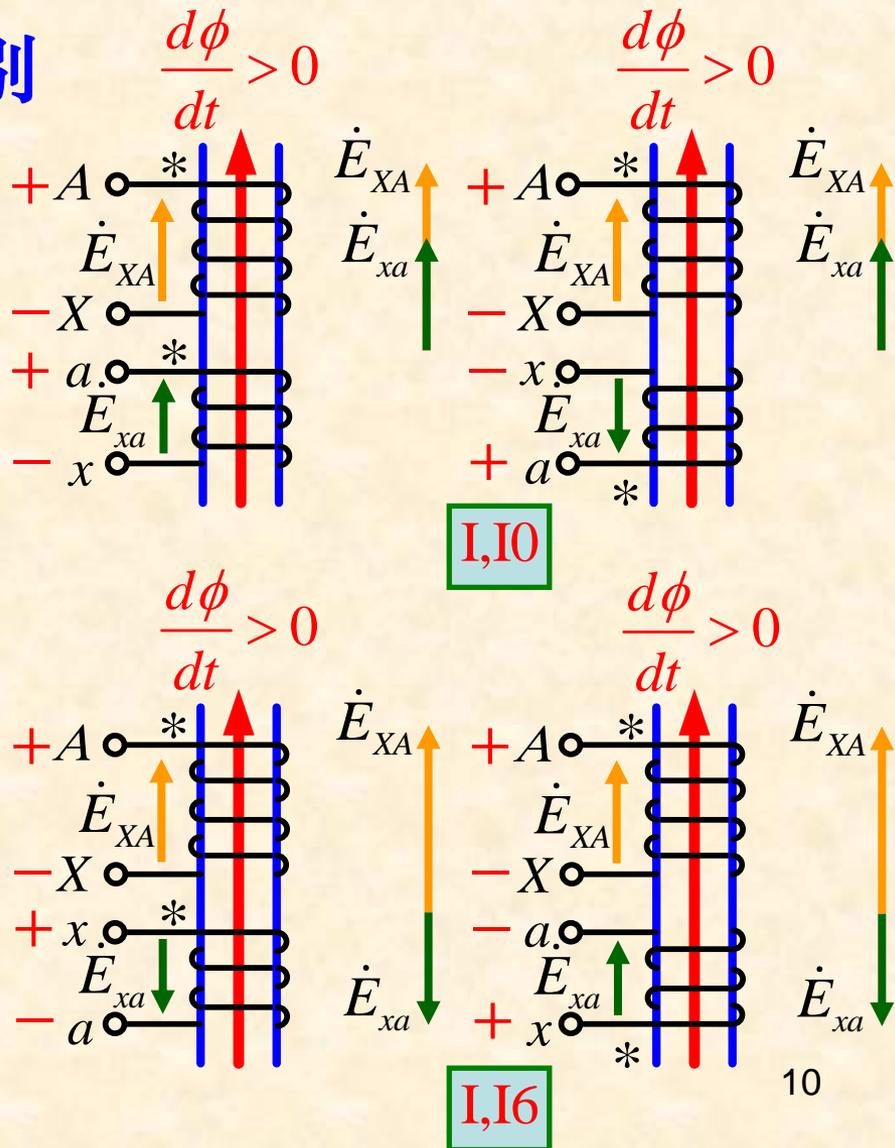
(1) 单相变压器的联结组别

■ 作图说明

- 首端标于同名端。
 - 绕组绕向相同
 - 绕组绕向不同
- 首端标于异名端。
 - 绕组绕向相同
 - 绕组绕向不同

■ 相关结论

- 首端标于同名端为 **I,I0** 联结 (同相)。
- 首端标于异名端为 **I,I6** 联结 (反相)。

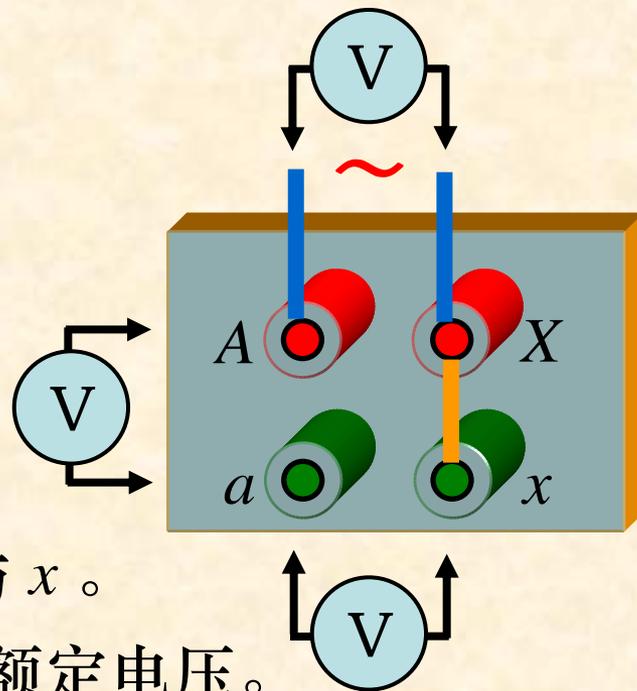


3.2.2 变压器的联结组别

(1) 单相变压器的联结组别

■ 单相变压器联结组别的实验辨别

- 确定高、低压绕组。
(可采用直测电阻法)
- 任意标记各绕组首、尾端。
- 用导线连接绕组的尾端 X 与 x 。
- 在高压侧加 (30~50) % 的额定电压。
- 分别测取 U_{Aa} 、 U_{AX} 与 U_{ax} 的数值。
 - 若 $U_{Aa} = U_{AX} - U_{ax}$ ，则为 **I, I0** 标记，称为**减极性**。
 - 若 $U_{Aa} = U_{AX} + U_{ax}$ ，则为 **I, I6** 标记，称为**加极性**。



- 国家标准规定，单相变压器以 **I, I0** 为标准联结组。

3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

■ 基本概念

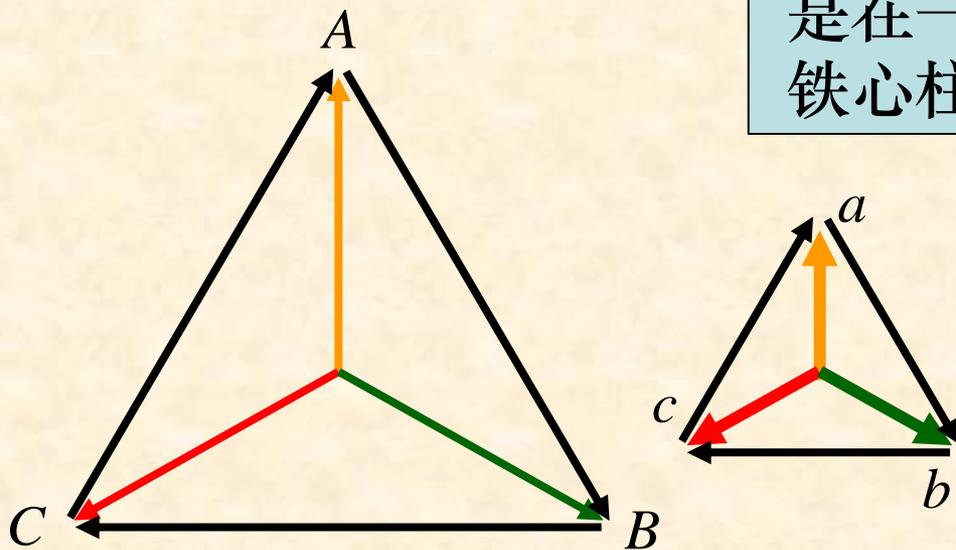
- 三相变压器的联结组别表示的是高压侧与低压侧对应**线**电动势间的相位关系。
- 感应电动势的规定正方向为绕组的尾端指向首端。
- 绕组的首、尾端可以人为标记，具有**人为属性**。
- 但是，高压三相绕组（或低压三相绕组）**必须**首端标于同名端（此时尾端自然也为同名端）。
- 然而，高压绕组与低压绕组间的首、尾端标记，既可以首端标于同名端，也可以首端标于异名端。
- 判定三相变压器联结组别的方法称为**线电动势三角形重心重合法**，并以**时钟指针**加以形象表示。

3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

■ 作图说明

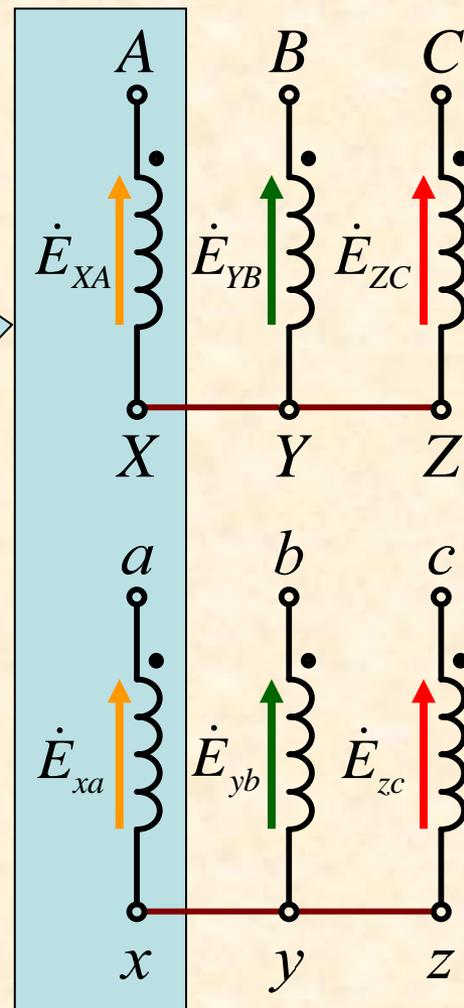
- 已知联结求组别



绕组上下
对齐表明
是在一相
铁心柱上

Y,y0

{ 中点指向A为分针，
中点指向a为时针。

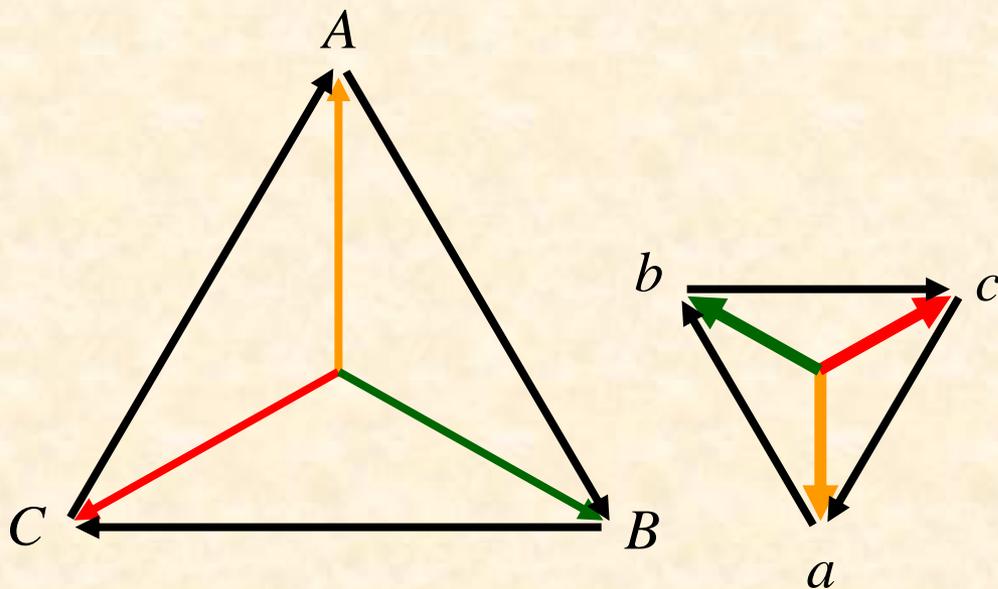


3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

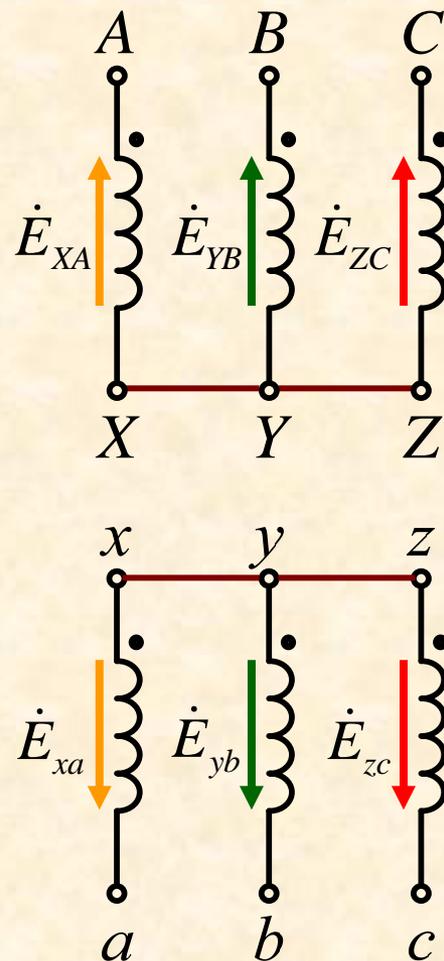
■ 作图说明

● 已知联结求组别



Y,y6

{ 中点指向A为分针，
中点指向a为时针。

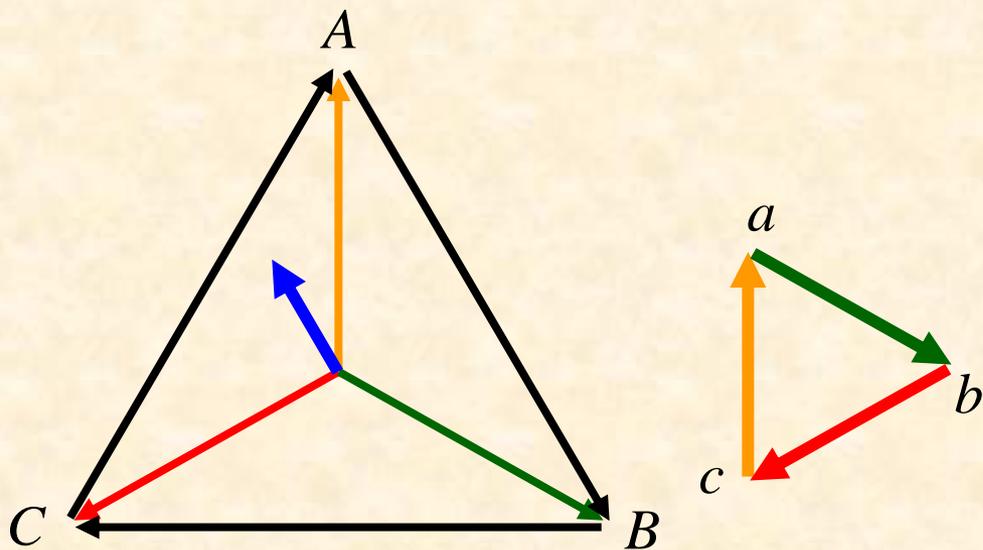


3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

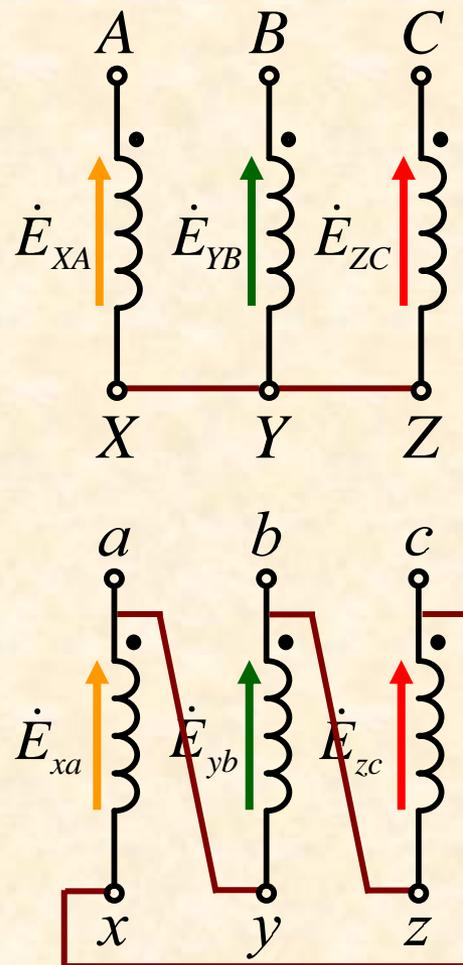
■ 作图说明

● 已知联结求组别



Y,d11

{ 中点指向A为分针，
中点指向a为时针。



ay, bz, cx

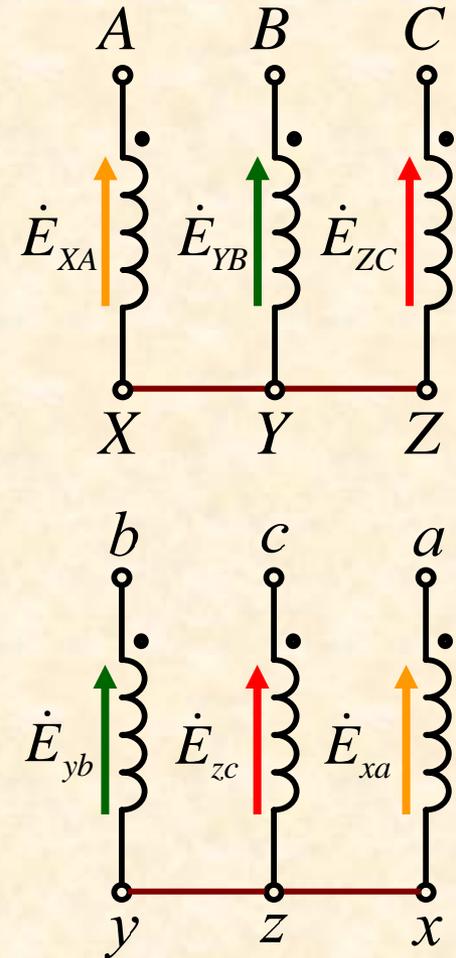
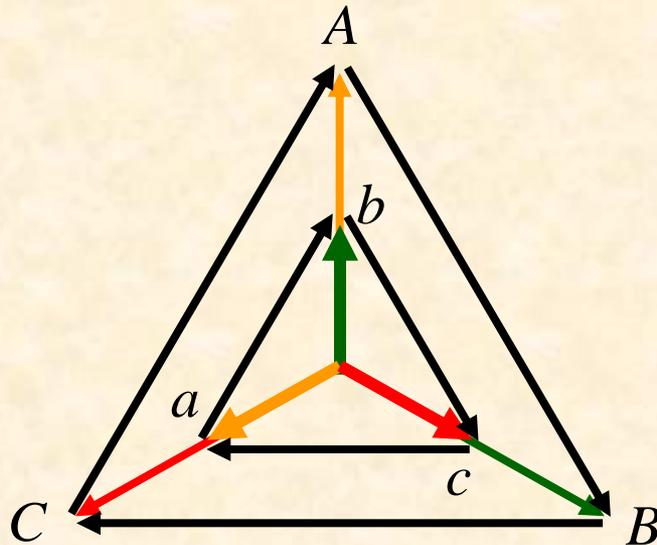
3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

■ 作图说明

- 已知组别求联结

Y,y8



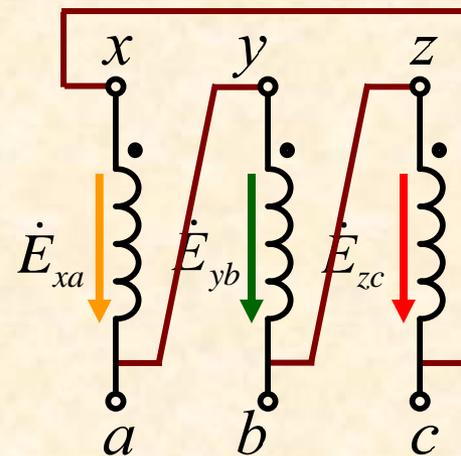
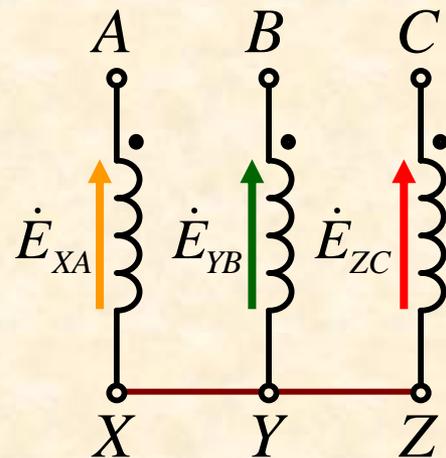
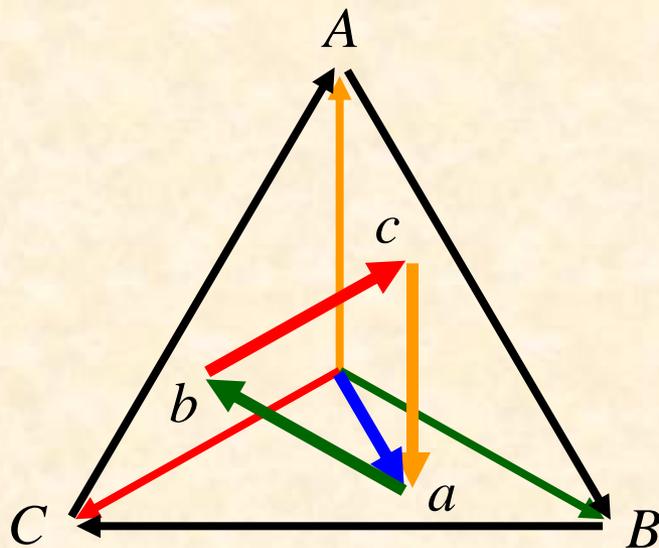
3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

■ 作图说明

- 已知组别求联结

Y,d5



ay, bz, cx

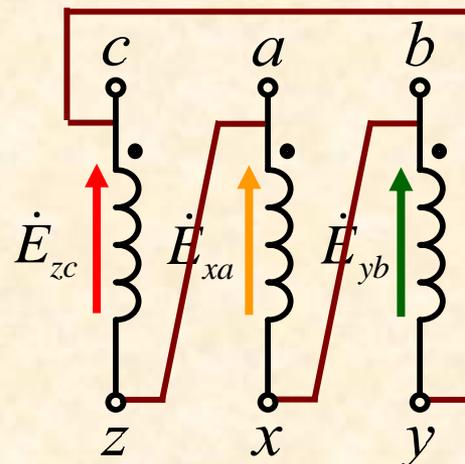
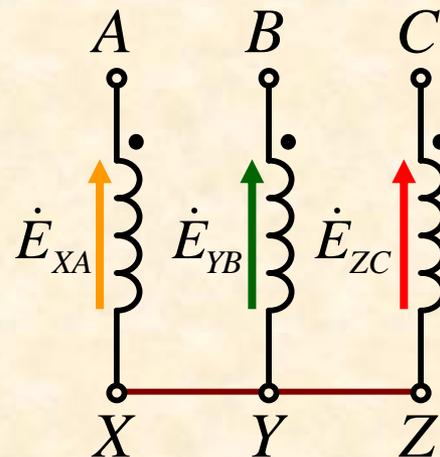
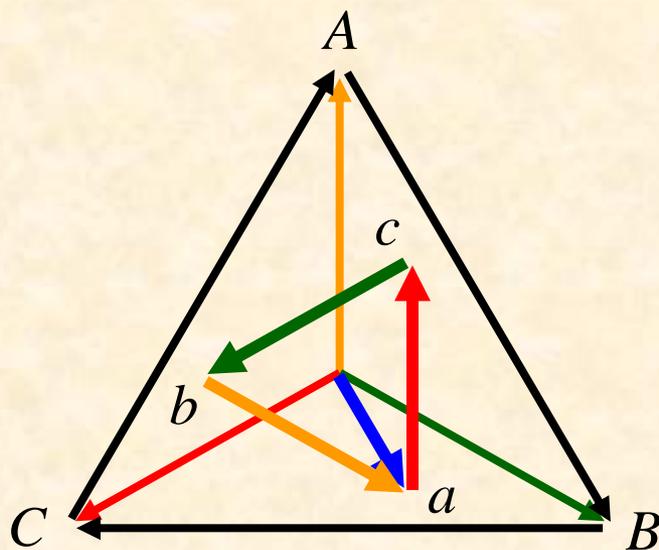
3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

■ 作图说明

- 已知组别求联结

Y,d5



az, bx, cy

3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

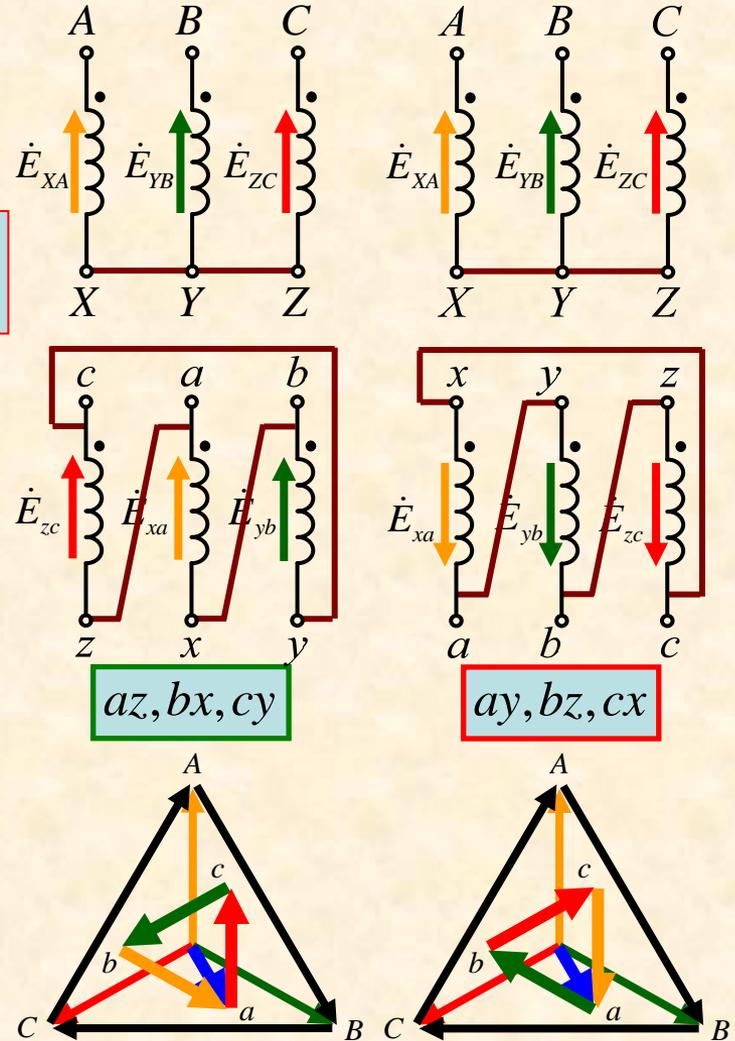
■ 作图说明

● 已知组别求联结 Y,d5

➤ 比较可见：三角形联结的两种接线方式并无本质区别。

➤ 因此国家标准规定采用原、副绕组首端标于同极性端的方式。

➤ 但是在教科书上多见ay, bz, cx 联结方式。



3.2.2 变压器的联结组别

(2) 三相变压器的联结组别

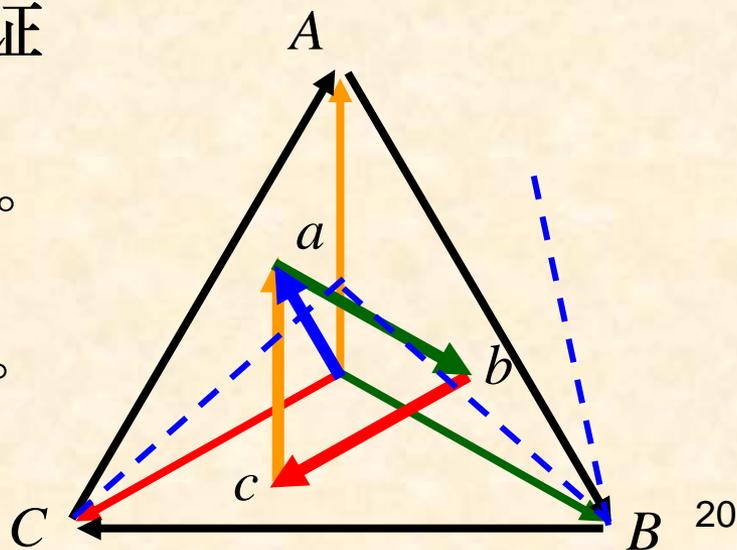
■ 相关结论

- 三相变压器的联结组别既与三相联接有关，又与高、低压绕组的出线标记有关。
- 高、低压绕组三相联接**相同**时可得六种**偶数**联结组。
- 高、低压绕组三相联接**不同**时可得六种**奇数**联结组。

■ 三相变压器联结组别实验验证的要点说明（以Y,d11为例）

- 将相量图中的**A**、**a**重合。
- 作辅助线如图所示。
- 应用余弦定理加以证明。

■ 三相变压器的标准联结组为：Y,y0与Y,d11。



3.3 三相变压器的空载电动势波形

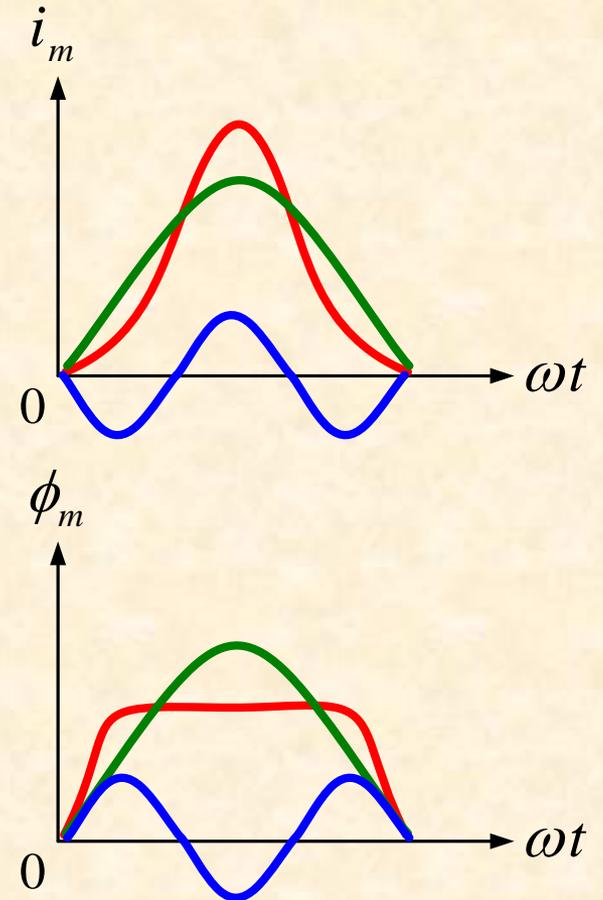
3.3.1 基本概念

3.3.2 空载电动势波形分析

3.3.1 基本概念

(1) 主磁通与激磁电流的波形问题

- 若主磁通为正弦波，则激磁电流为**尖顶波**，其中除基波电流外，还含有较大的三次谐波电流。
- 若激磁电流为正弦波，则主磁通为**平顶波**，其中除基波磁通外，还含有较大的三次谐波磁通。
- 在本节讨论中，只考虑基波与三次谐波的影响。



3.3.1 基本概念

(2) 三次谐波特性及其在三相系统中流通的可能性

- 在三相对称系统中各相三次谐波大小相等，相位相同。

例如：

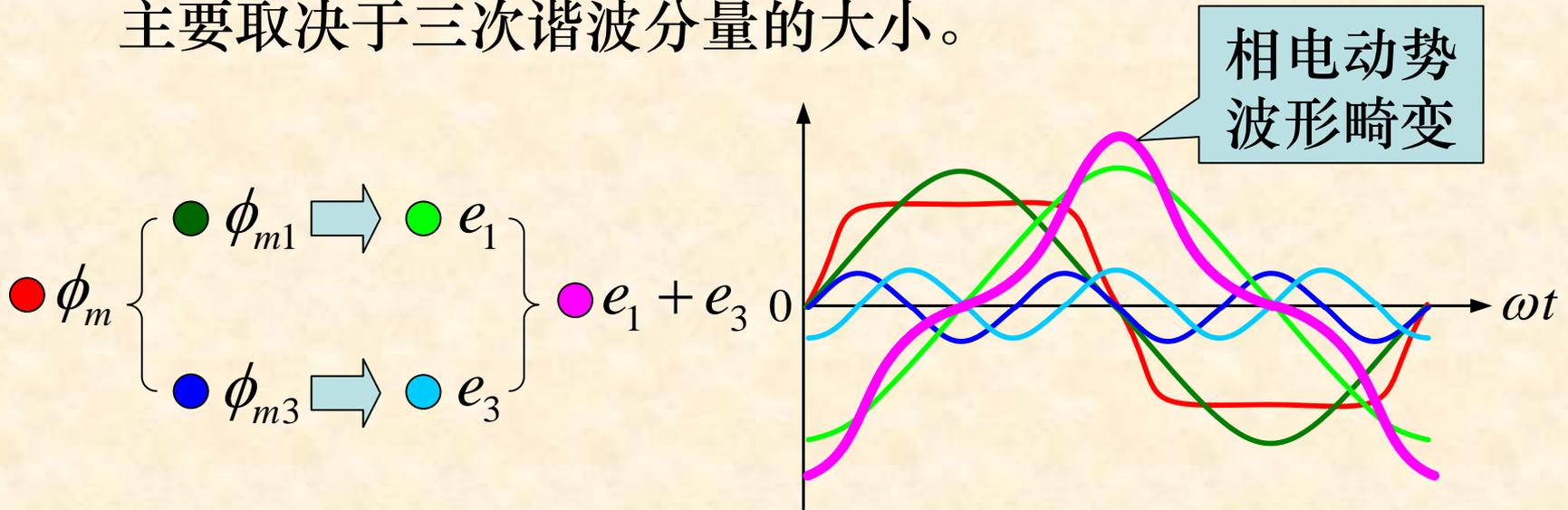
$$\begin{cases} i_{A03} = \sqrt{2}I_{03} \sin 3\omega t \\ i_{B03} = \sqrt{2}I_{03} \sin 3(\omega t - 120^\circ) = \sqrt{2}I_{03} \sin 3\omega t \\ i_{C03} = \sqrt{2}I_{03} \sin 3(\omega t - 240^\circ) = \sqrt{2}I_{03} \sin 3\omega t \end{cases}$$

- 三次谐波电流的流通情况
 - 在星形联结**无中线**电路中无法流通。
 - 在星形联结**有中线**或**三角形联结**电路内部可以流通。
- 三次谐波磁通的流通情况
 - 在**彼此相关**的三相心式变压器铁心中无法流通。
 - 在**彼此无关**的三相变压器组铁心中可以流通。

3.3.1 基本概念

(3) 主磁通与感应电动势间的关系

- 若主磁通为正弦波，则相电动势正弦，线电动势也正弦。
- 若主磁通为平顶波，则相电动势畸变，而且畸变的程度主要取决于三次谐波分量的大小。



- 当仅考虑三次谐波的影响时，三相系统中的相电动势虽然会发生畸变，但线电动势仍为正弦波（见下页） 24

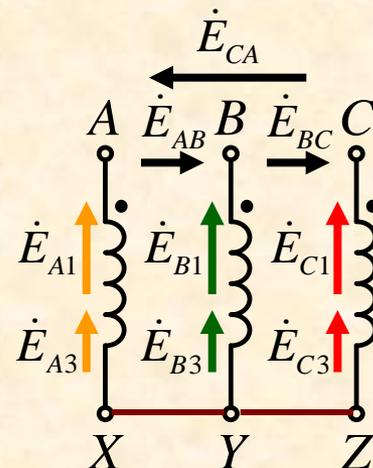
3.3.1 基本概念

(4) 相电动势含有三次谐波时的线电动势分析

■ 星形接线

$$\dot{E}_{AB} - \dot{E}_{B1} - \cancel{\dot{E}_{B3}} + \dot{E}_{A1} + \cancel{\dot{E}_{A3}} = 0$$

$$\dot{E}_{AB} = \dot{E}_{B1} - \dot{E}_{A1} \quad \text{仅为基波分量}$$

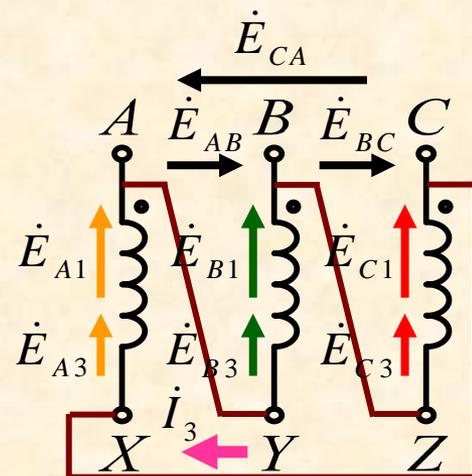


■ 三角形接线

- 三次谐波电动势在三角形回路中产生三次谐波环流 I_3 。
- 三次谐波环流在三次谐波阻抗上产生三次谐波压降。

$$\dot{E}_{AB} - \dot{E}_{B1} - \cancel{\dot{E}_{B3}} = -I_3 Z_3 = -\frac{3\dot{E}_{B3}}{3 \times Z_3}$$

$$\dot{E}_{AB} = \dot{E}_{B1} \quad \text{仅为基波分量}$$



3.3.2 空载电动势波形分析

(1) Y, y 联结的三相变压器

- 三次谐波电流在原边三相绕组无法流通，激磁电流为正弦波，导致主磁通为平顶波，含有三次谐波分量。
- 对于三相变压器组：
 - 磁通的三次谐波分量沿铁心闭合，其数值较大。
 - 相电动势三次谐波分量较大，导致相电动势波形严重畸变（尖顶波），可能危及绕组绝缘。
 - 因此**三相变压器组不能采用 Y,y 联结**。
- 对于三相心式变压器：
 - 磁通的三次谐波分量沿非铁磁材料闭合，其数值较小，相电动势波形基本为正弦波。
 - 但是三次谐波磁通在油箱壁引起较大的附加损耗。
 - 因此**大容量三相心式变压器不宜采用 Y,y 联结**。

3.3.2 空载电动势波形分析

(2) D, y 联结的三相变压器

- 激磁电流中的三次谐波分量可以在三角形内部流通，使得主磁通基本为正弦波。
- 不论三相变压器组还是三相心式变压器，相电动势波形均基本为正弦。

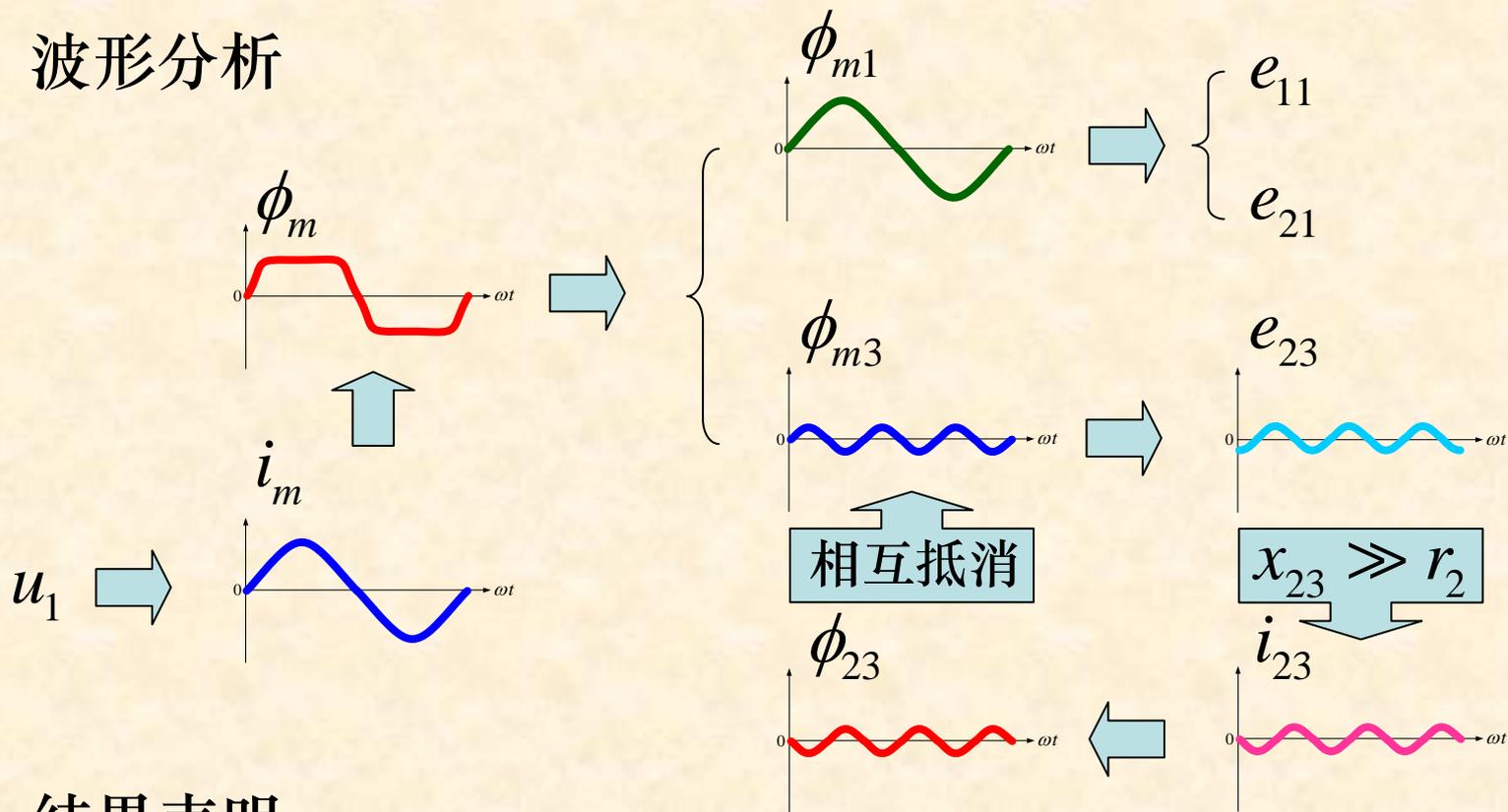
(3) Y, d 联结的三相变压器

- 激磁电流中的三次谐波分量在原边三相绕组无法流通。
- 但是副边三角形联结提供了三次谐波电流的通路。
- 因此，需要研究副边三次谐波电流的产生原因及其对主磁通和感应电动势的影响（见下页）。

3.3.2 空载电动势波形分析

(4) Y, d 联结的三相变压器副边电流的激磁作用

■ 波形分析



■ 结果表明

- 主磁通基本为正弦波，感应电动势波形良好。

3.3.2 空载电动势波形分析

(5) 结论

- 三相变压器的空载相电动势波形，既与三相磁路结构有关，又与三相绕组的联结有关。
- 当原边或副边绕组采用三角形联结时，对改善电动势波形十分有利，所以电力变压器通常采用 Y,d 联结。

(6) 大型电力变压器设计中的特殊措施

- 大型电力变压器内部往往附加一套三相三角形接线的绕组，该绕组没有引出线，仅仅提供三次谐波电流通路，达到改善感应电动势波形之目的。
- 保定天威生产的长江三峡水电机组升压变压器为三相心式铁心结构，其油箱内壁贴有高导磁率矽钢片，目的在于减少漏磁通（包括三次谐波磁通）在油箱壁产生的铁损耗。

3.4 三相变压器的非对称运行

3.4.1 对称分量法

3.4.2 三相变压器各序等效电路

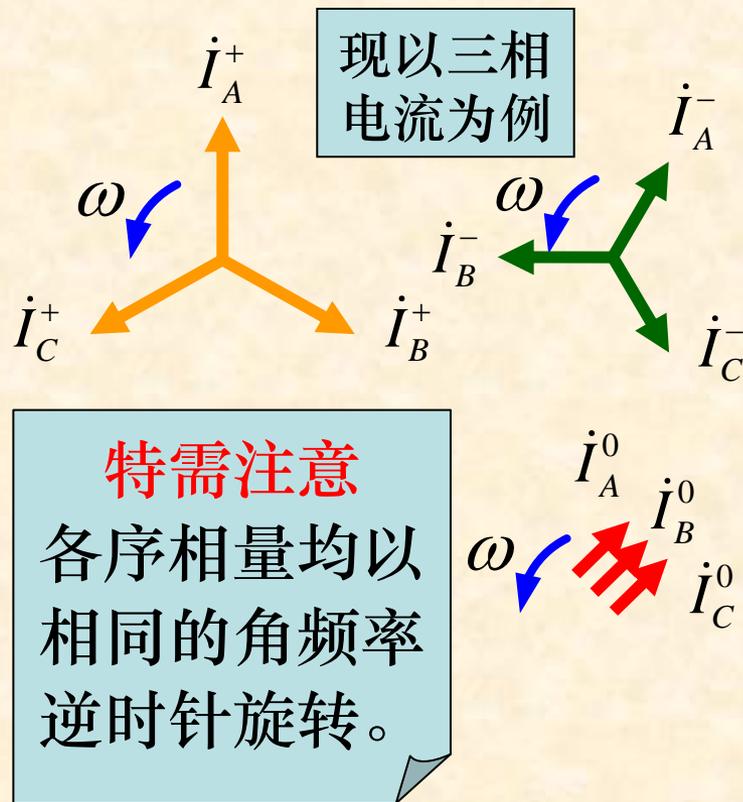
3.4.3 典型非对称运行实例分析

3.4.1 对称分量法

(1) 广义三相对称制

- 若三个同量纲且按正弦规律变化的物理量**大小相等**、**频率一致**且**相位差相同**，则称其为三相对称；而且通常以相量表示。
- 在三相系统中，可令相位差 α 为：

$$\alpha = \frac{k \times 2\pi}{3} \Rightarrow \begin{cases} k = 1, \alpha = 120^\circ \text{ 称为正序分量} \\ k = 2, \alpha = 240^\circ \text{ 称为负序分量} \\ k = 0, \alpha = 0^\circ \text{ 称为零序分量} \end{cases}$$

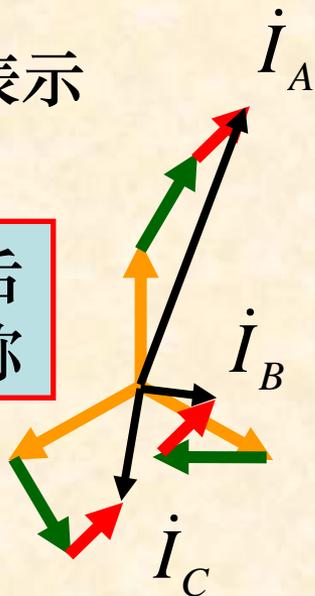


3.4.1 对称分量法

(2) 三组三相对称量的合成

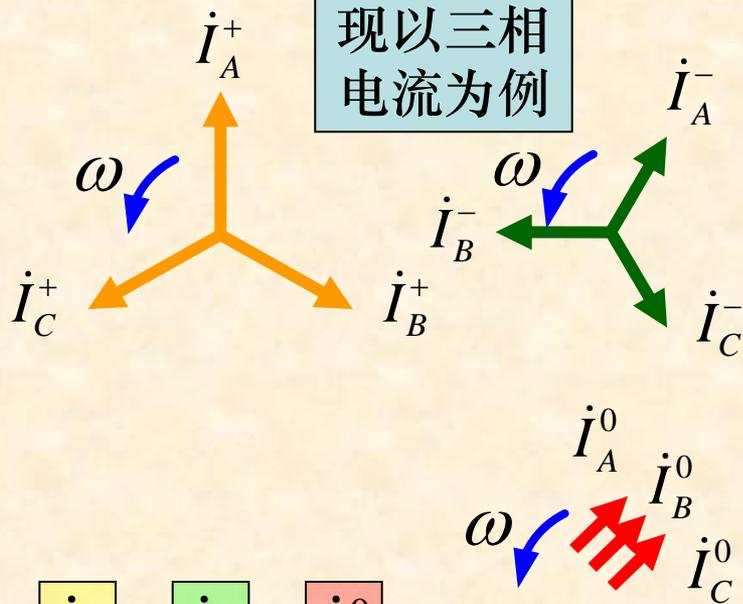
■ 相量图表示

显然合成后
三相不对称



逐相
叠加

现以三相
电流为例



■ 相量式表达

$$\begin{cases} \dot{i}_A = \dot{i}_A^+ + \dot{i}_A^- + \dot{i}_A^0 \\ \dot{i}_B = \dot{i}_B^+ + \dot{i}_B^- + \dot{i}_B^0 \\ \dot{i}_C = \dot{i}_C^+ + \dot{i}_C^- + \dot{i}_C^0 \end{cases}$$

一组三相不对称量

三组三相对称量

3.4.1 对称分量法

(2) 三组三相对称量的合成

- 引入矢量算子

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

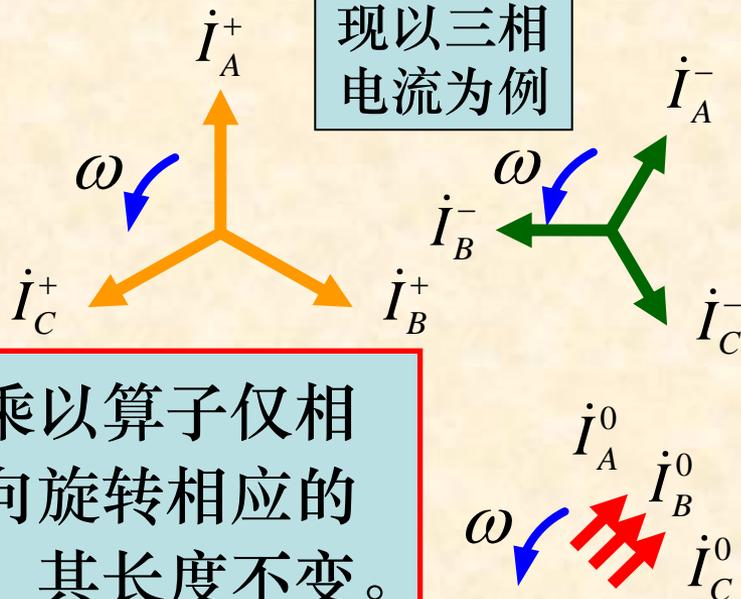
$$a^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^3 = e^{j360^\circ} = 1$$

显然： $a^3 + a^2 + a = 0$

相量乘以算子仅相位正向旋转相应的角度，其长度不变。

现以三相电流为例



- 三组对称量的算子表示 (假设已知： $\dot{I}_A^+, \dot{I}_A^-, \dot{I}_A^0$)

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

3.4.1 对称分量法

(2) 三组三相对称量的合成

■ 相量方程的算子表达

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

■ 三组对称量的算子表示 (假设已知: $\dot{I}_A^+, \dot{I}_A^-, \dot{I}_A^0$)

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

3.4.1 对称分量法

(2) 三组三相对称量的合成

■ 相量方程的算子表达

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

■ 相量方程的矩阵表达

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix}$$

注意：系数阵为常数阵

- 作用为将三组对称量合成为一组非对称量。
- 此式简称为对称分量法的“合成式”。

3.4.1 对称分量法

(3) 一组三相非对称量的分解

■ 合成式中系数阵求逆

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

■ 一组三相非对称量的分解

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix}$$

- 作用为将一组非对称量分解为三组对称量。
- 此式简称为对称分量法的“**分解式**”。

3.4.1 对称分量法

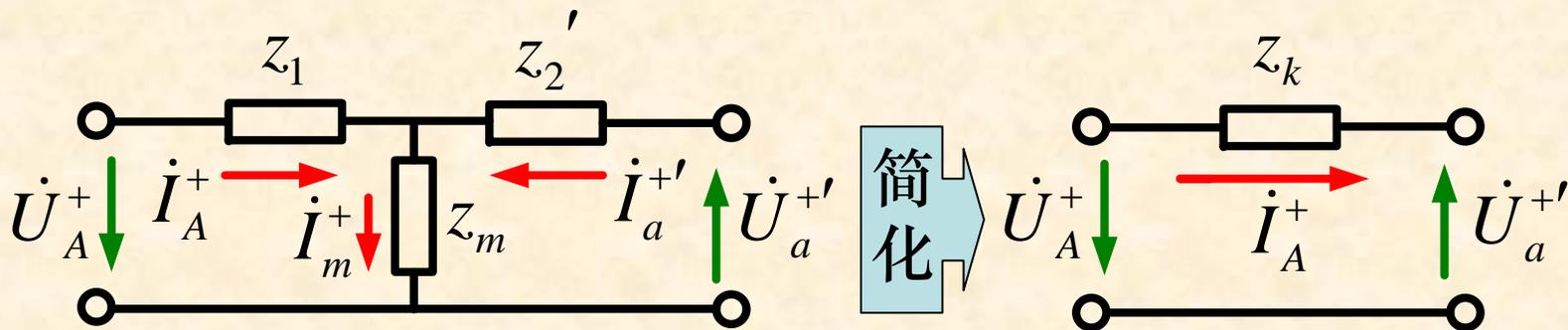
(4) 两点说明

- 利用对称分量法解决非对称问题的一般思路
 - 首先将一组已知的三相非对称量，分解为三组三相对称量。
 - 然后由三组三相对称量求解每组对称量的对称解。
 - 最后将三组对称解合成得到原来非对称问题的解。
- 对称分量法为一种线性变换，本质上采用了叠加原理。
 - 叠加原理仅适用于线性系统。
 - 利用对称分量法解决电机乃至电力系统的非对称问题之前，需对系统进行合理的线性化处理。
 - 在变压器中，不计铁芯饱和的影响或忽略激磁电流，就是一种线性化的处理方法。

3.4.2 三相变压器各序等效电路

(1) 正序等效电路

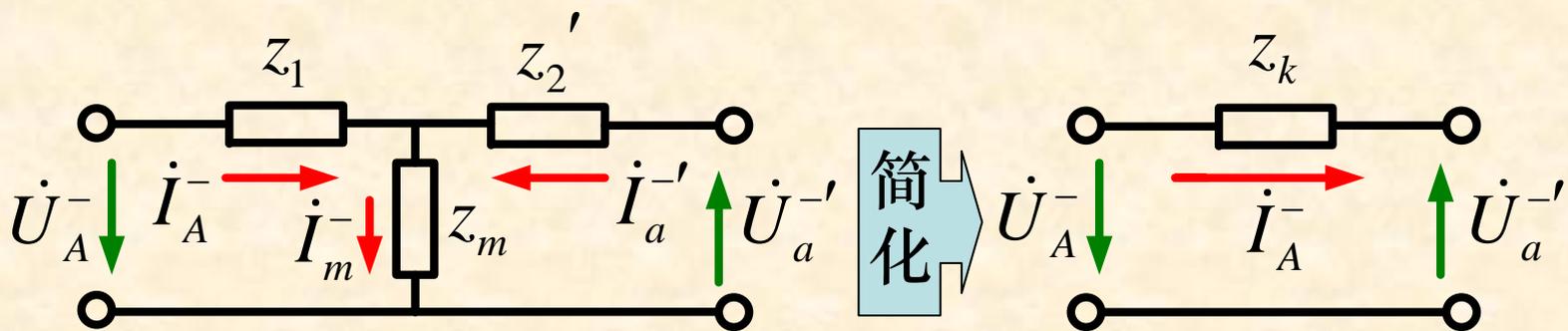
- 三相变压器通入正序电流所对应的一相等效电路。



(2) 负序等效电路

在此再次强调等效电路仅对一相而言

- 三相变压器通入负序电流所对应的一相等效电路。



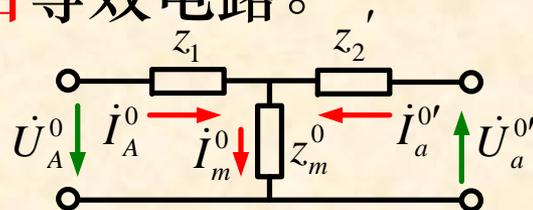
3.4.2 三相变压器各序等效电路

(3) 零序等效电路

■ 三相变压器通入零序电流所对应的一相等效电路。

■ 电路的拓扑结构仍为“T”形。

■ 铁心结构对零序激磁阻抗数值的影响



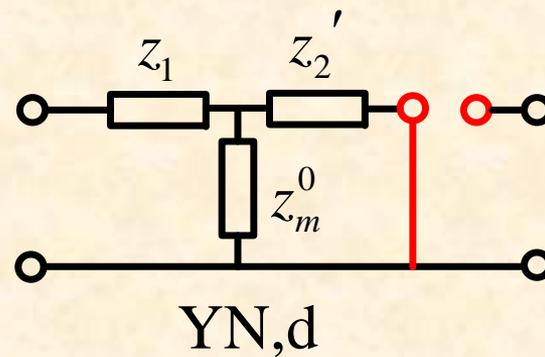
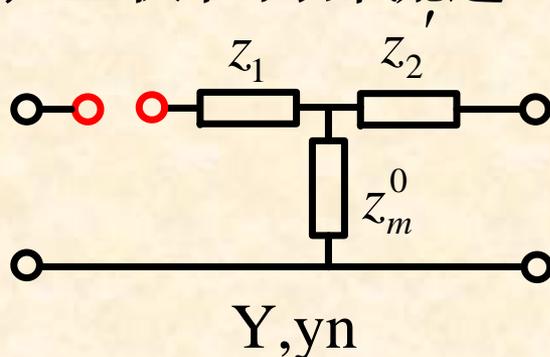
- **关键注意：**三相零序磁通大小相等，相位相同。
- 对于**三相变压器组**零序磁通可以在铁心中流通，所以零序激磁阻抗与正序或负序激磁阻抗相等，且远远大于漏阻抗。 $(z_m^0 = z_m)$
- 对于**三相心式变压器**零序磁通不能在铁心中流通，只能沿漏磁路闭合，故零序激磁阻抗相当于漏阻抗的数值，远小于正序或负序激磁阻抗。 $(z_m^0 \ll z_m)$
- 零序激磁阻抗的测量关键在于如何针对三相变压器构造零序加电系统，**具体内容请课后自学。**

3.4.2 三相变压器各序等效电路

(3) 零序等效电路

- 零序电流的流通情况对零序等效电路端口的影响
 - **关键注意**：三相零序电流大小相等，相位相同。
 - 对于**三相星形无中线联结**零序电流无法流通。
 - 对于**三相星形有中线联结**零序电流可以流通。
 - 对于**三相三角形联结**零序电流可以在三角形内部流通，且仅在内部流通。

■ 例如：



- 其它三相绕组原边与副边联结采用不同组合情况下的零序等效电路，请参见教材。

3.4.2 三相变压器各序等效电路

(3) 零序等效电路

■ 结论

- 零序等值电路**外部端口的具体形式**，与三相变压器原边绕组和副边绕组的**三相联结方式**有关。
- 零序等值电路内部**激磁阻抗的数值**大小，与三相变压器**磁路的结构**有关。

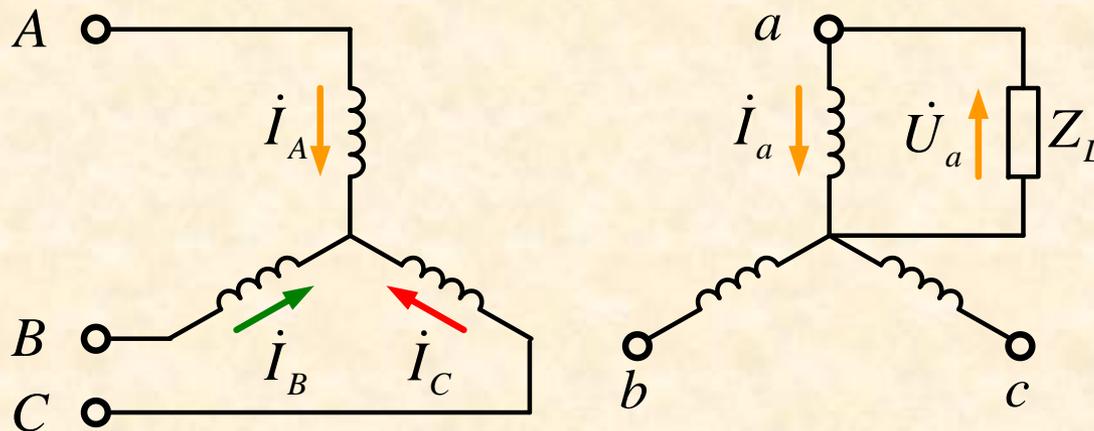
■ 最后请注意区分三相零序分量与三相三次谐波分量的异同。

- **相同点**：二者均为三相大小相等，相位相同。
- **不同点**：零序分量的变化频率为基波频率，而三次谐波分量的变化频率为基波频率的三倍。

3.4.3 典型非对称运行实例分析

已知：一台Y, yn联结的三相变压器等值电路参数及负载参数，且原边施加三相正序额定电压，副边带单相负荷运行。

试求：此时原、副边电流及电压。

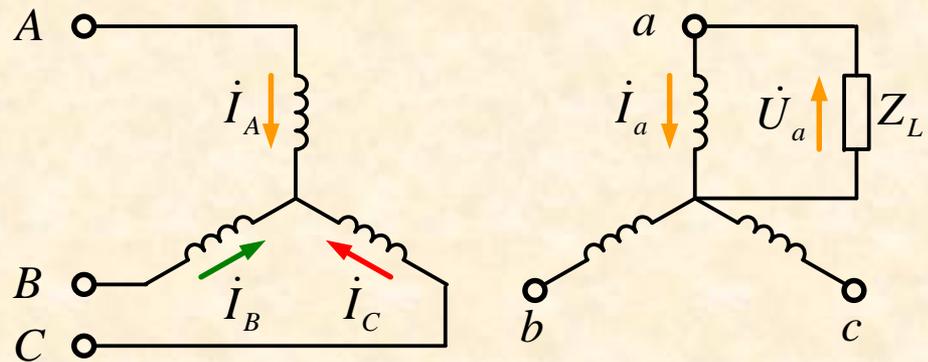


分析中假设变比为1，且忽略正序和负序激磁电流。（目的在于重点分析零序的影响）

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(1) 列写已知条件

$$\begin{cases} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b = \dot{I}_c = 0 \\ \dot{U}_a = \dot{I}_a \cdot Z_L \end{cases}$$



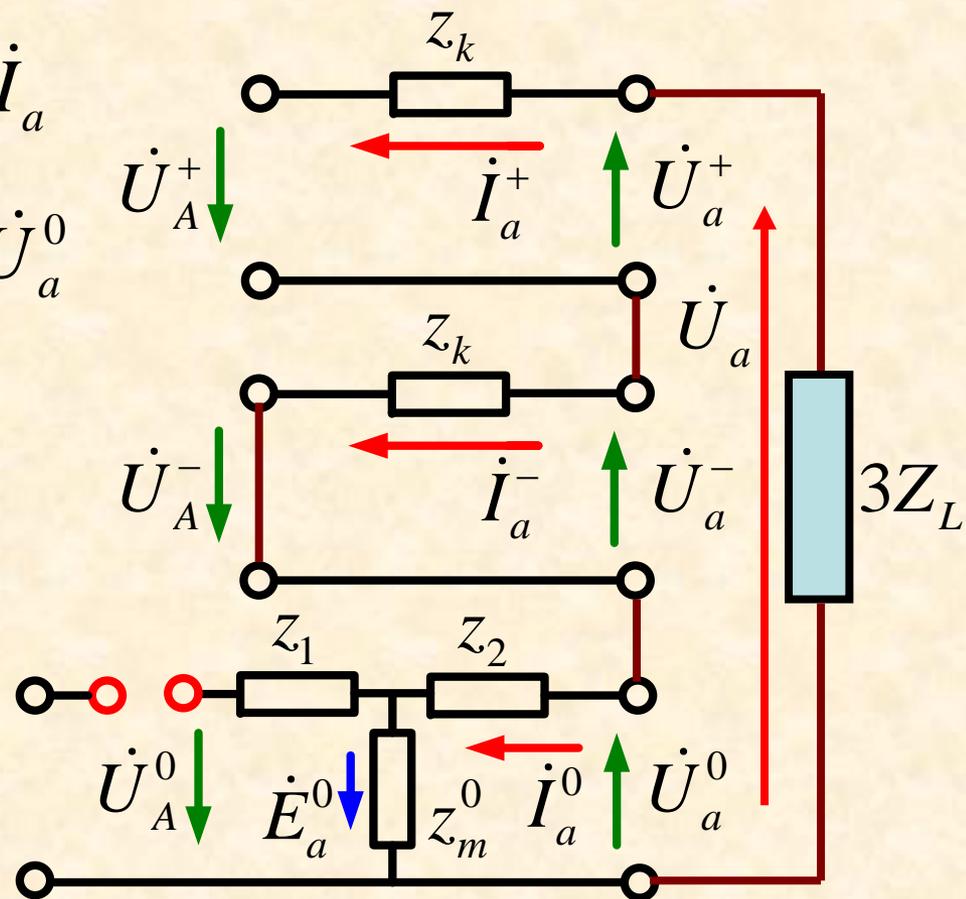
(2) 副边非对称电流分解

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a^+ \\ \dot{I}_a^- \\ \dot{I}_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_a \\ \dot{I}_a \end{bmatrix}$$

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(3) 分析给出特定的电压、电流约束条件

$$\begin{cases} \dot{I}_a^+ = \dot{I}_a^- = \dot{I}_a^0 = \frac{1}{3} \dot{I}_a \\ \dot{U}_a = \dot{U}_a^+ + \dot{U}_a^- + \dot{U}_a^0 \\ = \dot{I}_a \cdot Z_L \\ = 3\dot{I}_a^+ \cdot Z_L \\ = \dot{I}_a^+ \cdot (3Z_L) \end{cases}$$



(4) 作统一等值电路

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(5) 求解副边电流并加以讨论

$$\dot{I}_a = 3\dot{I}_a^+ = \frac{-3\dot{U}_A^+}{2z_k + z_2 + z_m^0 + 3Z_L}$$

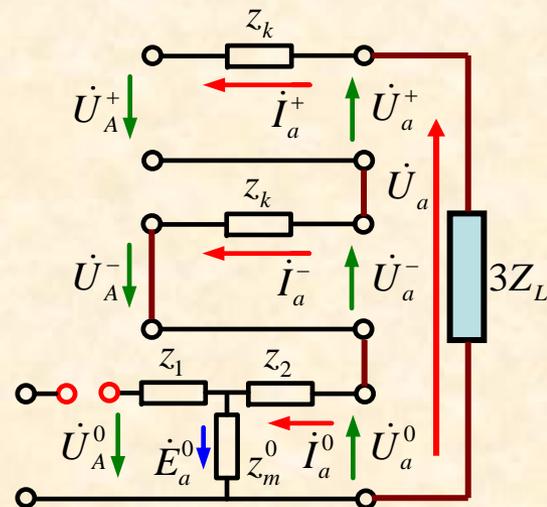
■ 对于三相变压器组

$$\because z_m^0 = z_m \gg z_k \quad \therefore \dot{I}_a \approx \frac{-3\dot{U}_A^+}{z_m^0 + 3Z_L}$$

即便负载短路 ($Z_L = 0$) $I_a \approx \frac{3U_A^+}{z_m^0} \approx 3I_m$

■ 对于三相心式变压器

$$\because z_m^0 \ll z_m \quad \text{所以负载电流可由负载阻抗决定。} \quad 45$$



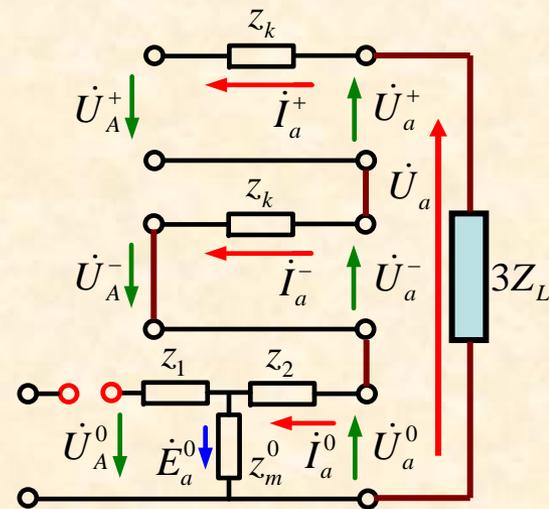
短路电流大小约为激磁电流的三倍

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(6) 求解原边三相电流

由磁动势平衡，可得：

$$\begin{cases} \dot{I}_A^+ = -\dot{I}_a^+ = -\dot{I}_a/3 \\ \dot{I}_A^- = -\dot{I}_a^- = -\dot{I}_a/3 \\ \dot{I}_A^0 = 0 \quad (\text{原边零序电流无法流通}) \end{cases}$$



由对称分量法的合成式，可得原边三相电流：

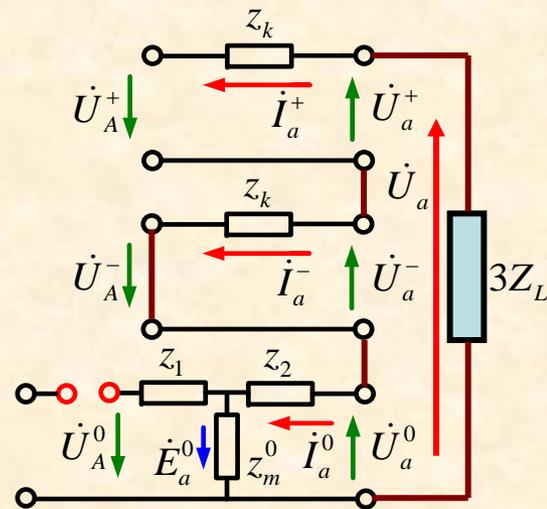
$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\dot{I}_a/3 \\ \dot{I}_a/3 \\ \dot{I}_a/3 \end{bmatrix}$$

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(7) 求解原边三相电压

由各序等值电路：

$$\begin{cases} \dot{U}_A^+ \text{ 为已知} \\ \dot{U}_A^- = 0 \\ \dot{U}_A^0 = -\dot{E}_a^0 \end{cases}$$



并由对称分量法的合成式，可得原边三相电压：

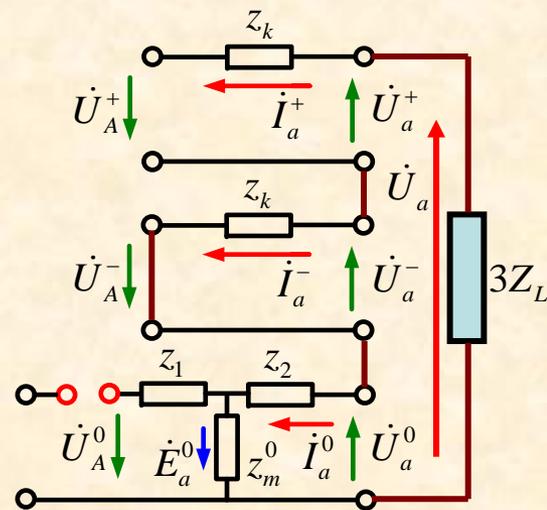
$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_A^- \\ \dot{U}_A^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_A^+ - \dot{E}_a^0 \\ \dot{U}_B^+ - \dot{E}_a^0 \\ \dot{U}_C^+ - \dot{E}_a^0 \end{bmatrix}$$

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(8) 求解副边三相电压

由各序等值电路，可得：

$$\begin{cases} \dot{U}_a^+ = -\dot{U}_A^+ - \dot{I}_a^+ z_k \approx -\dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_a^- = -\dot{I}_a^- z_k \approx 0 \\ \dot{U}_a^0 = -\dot{I}_a^0 (z_2 + z_m^0) \approx \dot{E}_a^0 \end{cases}$$



由对称分量法的合成式，可得副边三相电压：

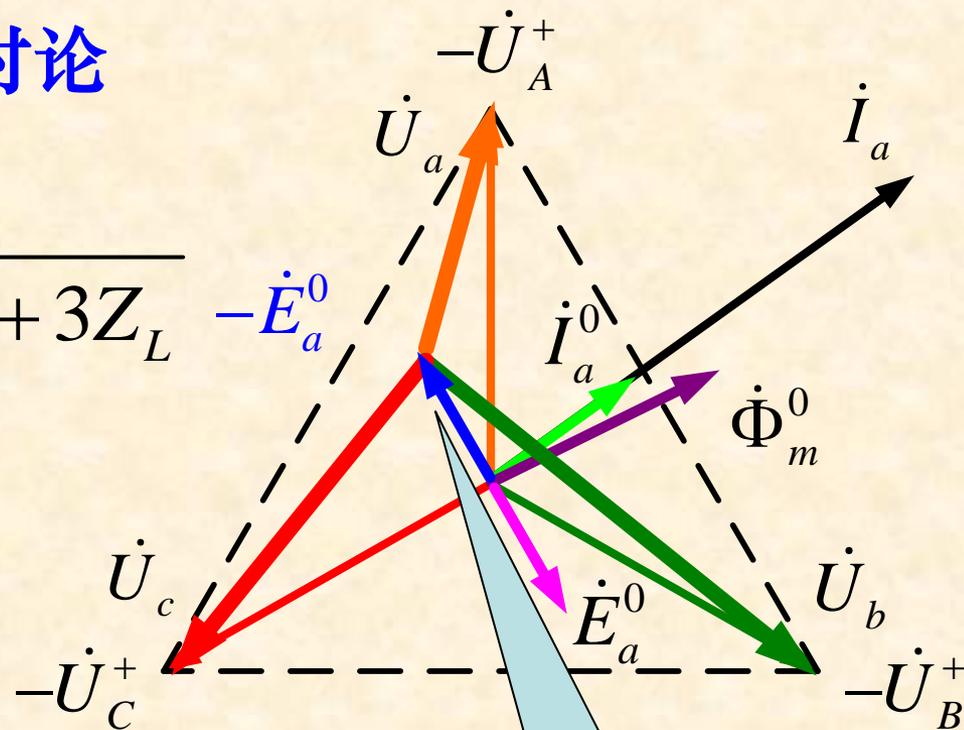
$$\begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_a^+ \\ \dot{U}_a^- \\ \dot{U}_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{U}_A^+ + \dot{E}_a^0 \\ -\dot{U}_B^- + \dot{E}_a^0 \\ -\dot{U}_C^+ + \dot{E}_a^0 \end{bmatrix}$$

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(9) 作相量图并加以讨论

$$\dot{I}_a = 3\dot{I}_a^+ = \frac{-3\dot{U}_A^+}{2z_k + z_2 + z_m^0 + 3Z_L}$$

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



$$\begin{bmatrix} \dot{U}_a \\ \dot{U}_b \\ \dot{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{U}_A^+ + \dot{E}_a^0 \\ -\dot{U}_B^+ + \dot{E}_a^0 \\ -\dot{U}_C^+ + \dot{E}_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{U}_A^+ - (-\dot{E}_a^0) \\ -\dot{U}_B^+ - (-\dot{E}_a^0) \\ -\dot{U}_C^+ - (-\dot{E}_a^0) \end{bmatrix}$$

中点向使
负载相电
压降低的
方向位移

3.4.3 典型非对称运行实例分析

(9) 作相量图并加以讨论

■ “中点位移”的现象：

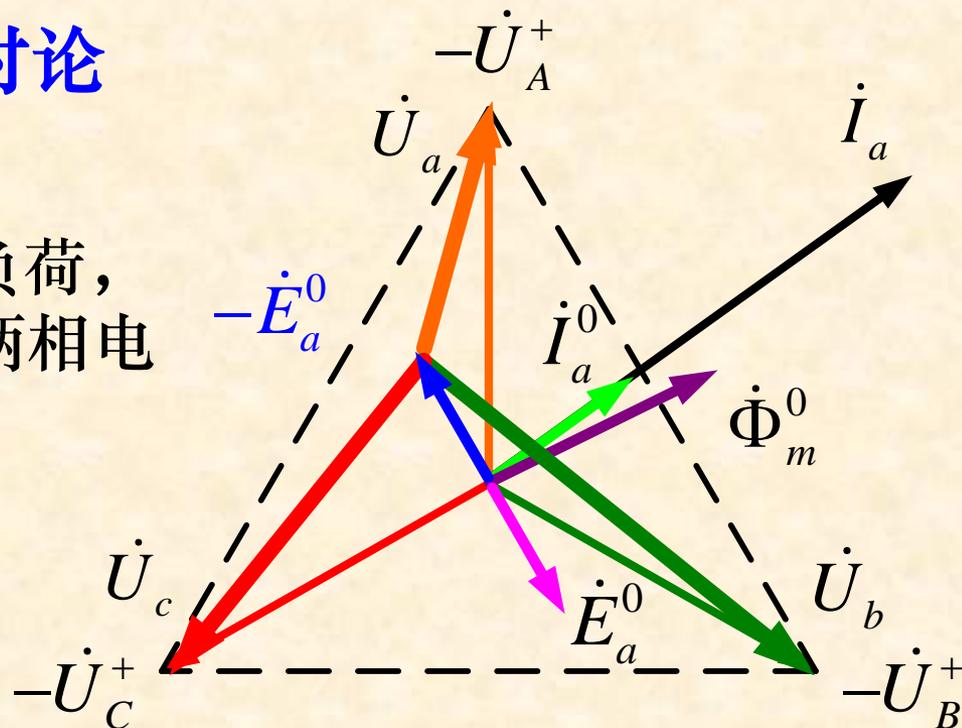
变压器副边带单相负荷，
负荷相电压下降而另外两相电
压上升，但线电压不变。

■ “中点位移”的原因：

副边零序电流无法
得到平衡。

■ “中点位移”的程度：与三相变压器的磁路结构与绕组 联结有关。

■ 结论：Y,yn联结的三相变压器组“中点位移”严重，不 能带单相负荷，故三相变压器组不采用Y,yn联结。



本章要点

- (1) 三相电力变压器的两种主要铁芯结构。
- (2) 三相变压器联结组的分析方法（**线电动势相量三角形重心重合法**），包括已知联结求组别和已知组别求联结。
- (3) 三相铁芯结构不同以及三相绕组联结不同对变压器空载电动势波形影响的分析方法。
- (4) 三相正、负、零序的概念以及采用对称分量法解决不对称问题的基本思路。
- (5) 三相铁芯结构不同以及三相绕组联结不同对变压器零序等效电路的影响。
- (6) Y,yn联结的三相变压器带单相负载“中点位移”的原因及其大小分析。
- (7) 三相变压器组**不应采用Y,y联结及不需Y,yn联结的原因**分别为何。

第4章 特殊变压器

4.1 三绕组变压器

4.2 自耦变压器

4.3 电压、电流互感器

4.1 三绕组变压器

- 4.1.1 三绕组变压器与双绕组变压器的区别
- 4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路
- 4.1.3 三绕组变压器的参数测定及运行问题

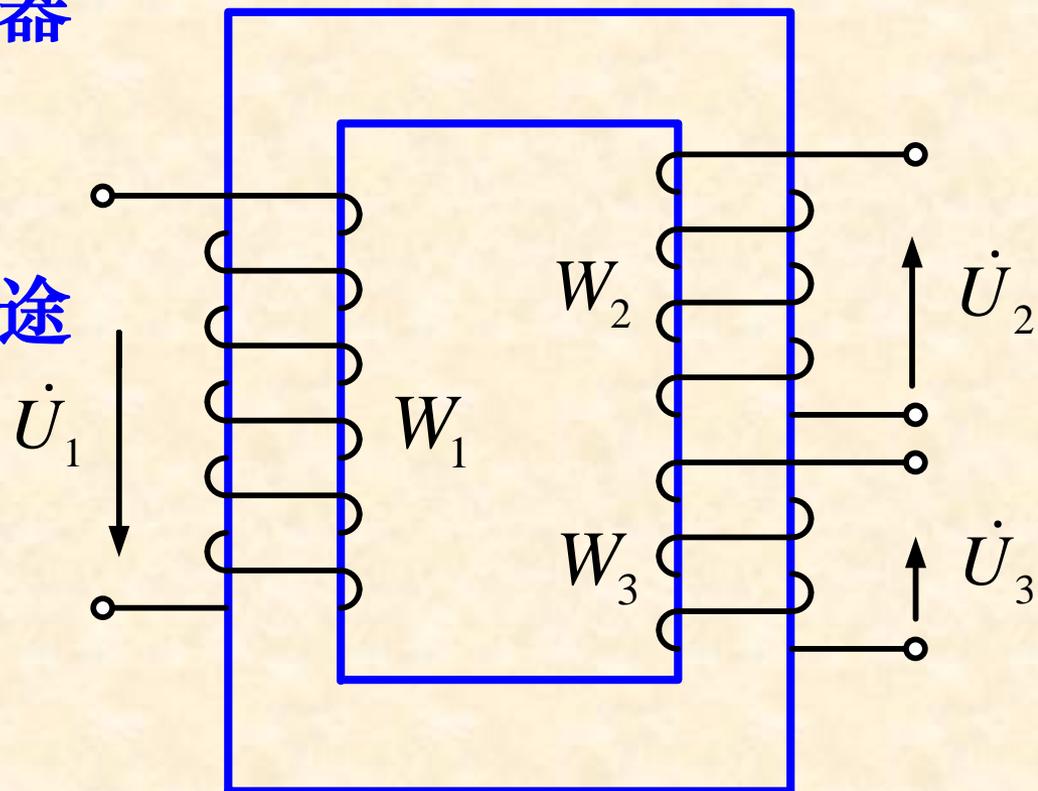
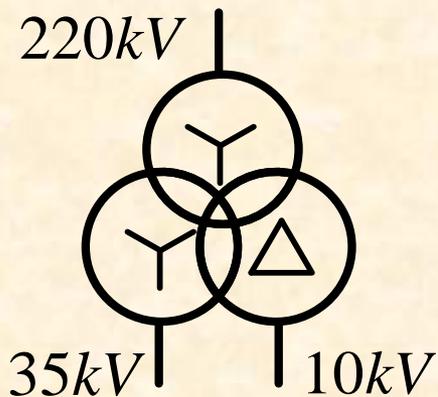
4.1.1 三绕组变压器与双绕组变压器的区别

(1) 什么是三绕组变压器

- 一相铁心设有三个电压等级不同的绕组。

(2) 三绕组变压器的用途

- 互联不同电压等级的电网（如下图）。



所以三绕组变压器又称为
联络变压器。

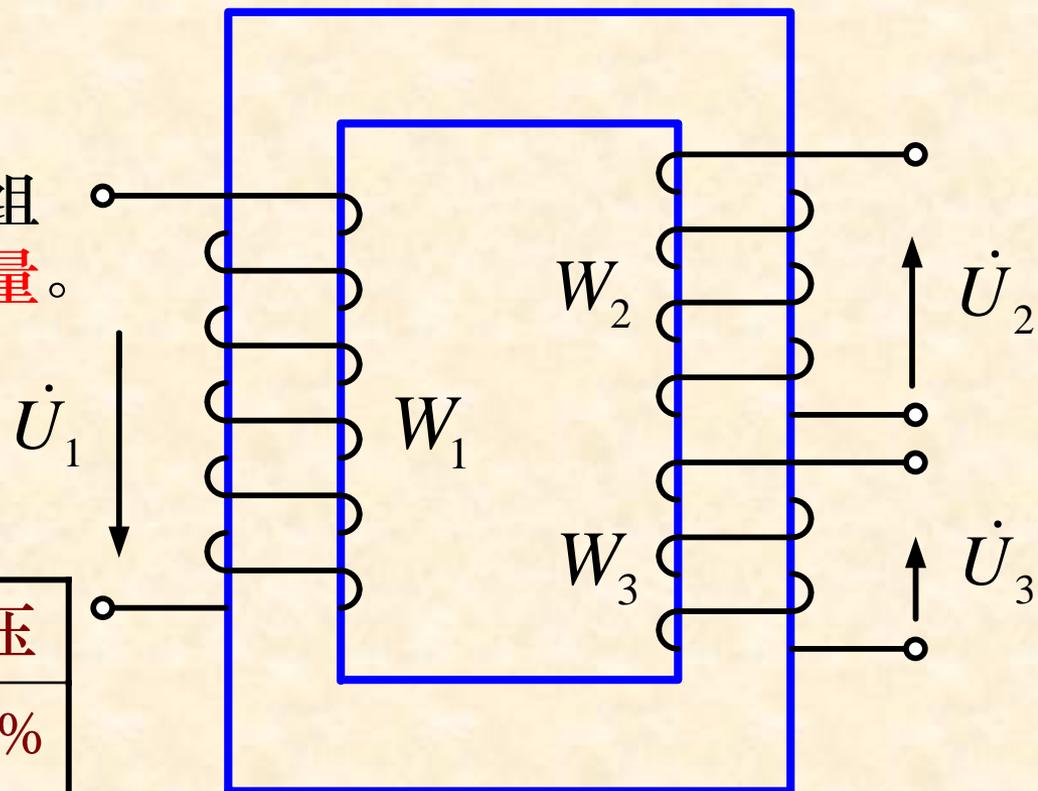
4.1.1 三绕组变压器与双绕组变压器的区别

(3) 三绕组变压器的额定容量

- 额定容量是指三个绕组中容量最大的绕组容量。

(4) 三绕组变压器绕组间的容量搭配关系

方式	高压	中压	低压
1	100%	100%	100%
2	100%	100%	50%
3	100%	50%	100%

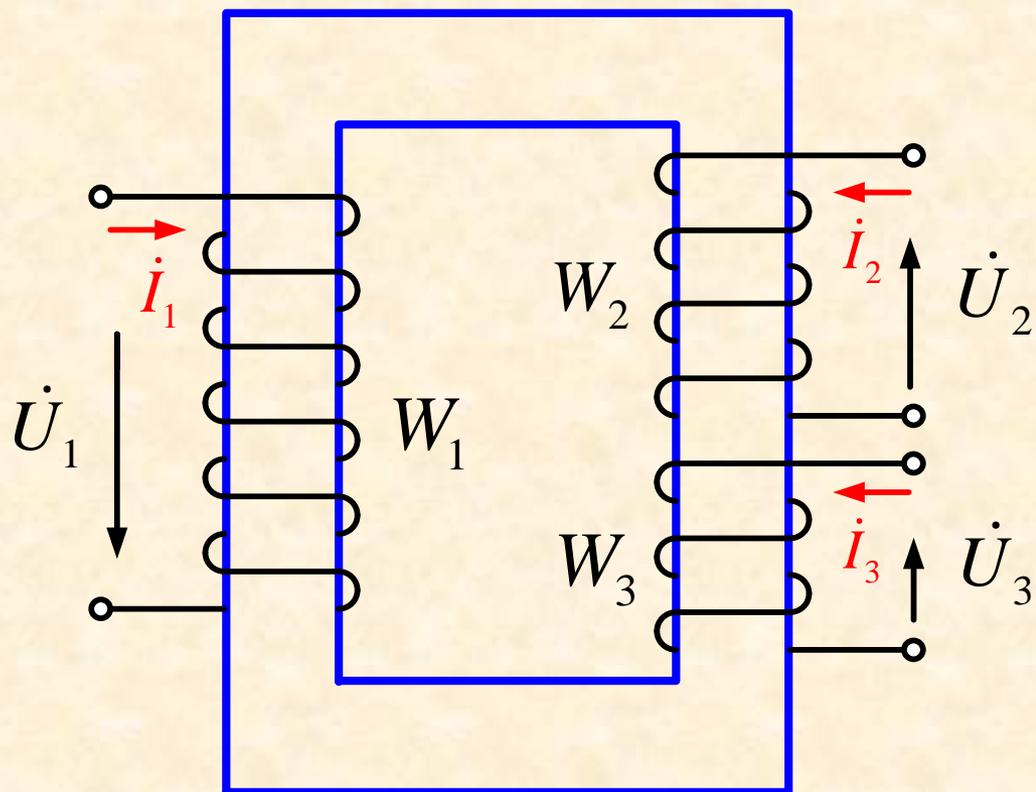


实际运行中任一绕组都不允许过负荷

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(1) 变比

$$\begin{cases} k_{12} = \frac{W_1}{W_2} \approx \frac{U_{1N}}{U_{20}} \\ k_{13} = \frac{W_1}{W_3} \approx \frac{U_{1N}}{U_{30}} \\ k_{23} = \frac{W_2}{W_3} = \frac{U_{20}}{U_{30}} = \frac{k_{13}}{k_{12}} \end{cases}$$



(2) 磁动势平衡

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 + \dot{F}_3 = \dot{F}_m$$

$$\dot{I}_1 W_1 + \dot{I}_2 W_2 + \dot{I}_3 W_3 = \dot{I}_m W_1 \Rightarrow$$

$$\dot{I}_1 + \frac{\dot{I}_2}{k_{12}} + \frac{\dot{I}_3}{k_{13}} = \dot{I}_m$$

当忽略激磁电流时，可得：

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' = \dot{I}_m \approx 0$$

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 磁场分析

磁场包括

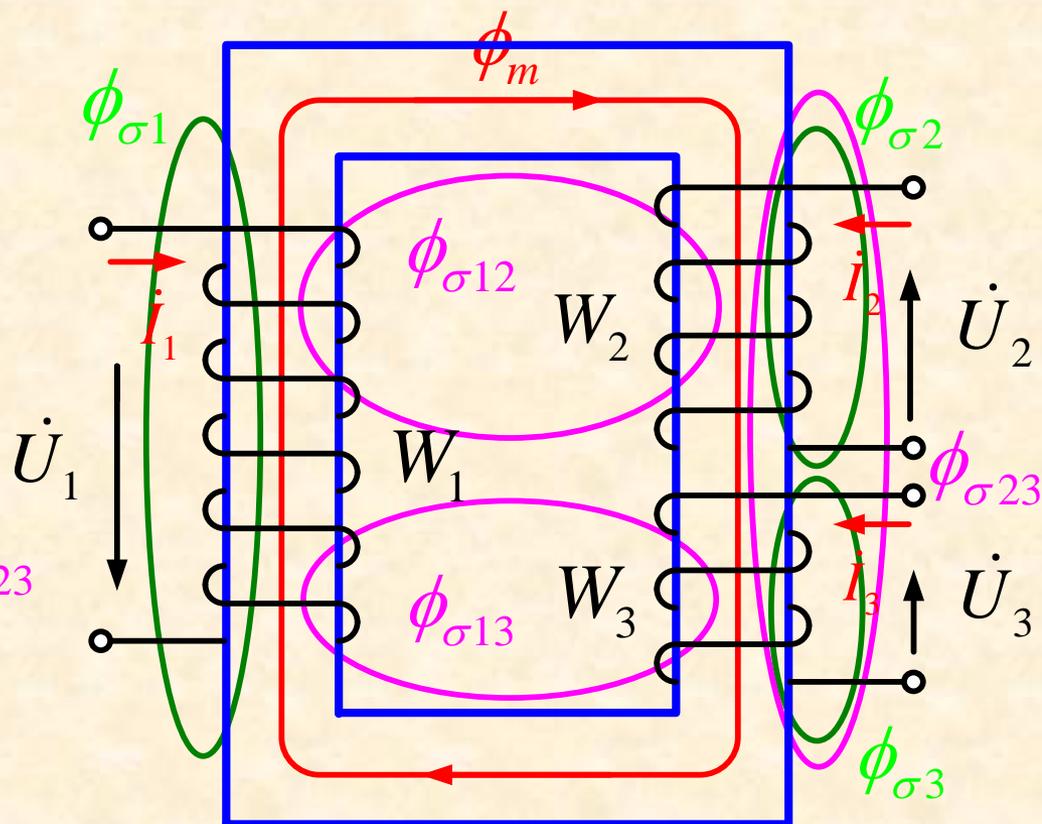
主磁场 ϕ_m

自漏磁 $\phi_{\sigma 1}$ $\phi_{\sigma 2}$ $\phi_{\sigma 3}$

互漏磁 $\phi_{\sigma 12}$ $\phi_{\sigma 13}$ $\phi_{\sigma 23}$

■ 分析方法

由于磁场分布的复杂性，无法像双绕组变压器将磁场简单的分解为主磁场和单纯的漏磁场。



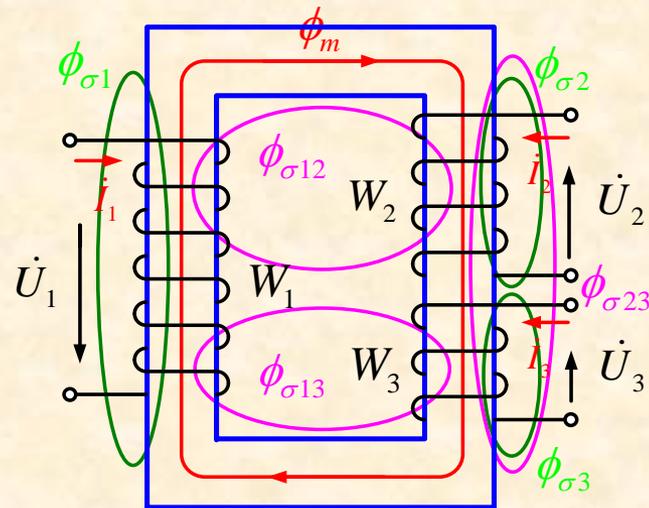
因此采用电路中自感、互感的概念分析三绕组变压器。

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 引入参数

- 各绕组电阻: r_1, r_2, r_3
- 定义全自感: 与穿过线圈自身的全部磁通有关。



$$L_1 \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 1}, \phi_{\sigma 12}, \phi_{\sigma 13}$$

$$L_2 \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 2}, \phi_{\sigma 12}, \phi_{\sigma 23}$$

$$L_3 \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 3}, \phi_{\sigma 13}, \phi_{\sigma 23}$$

考虑磁路并联

$$L_1 = W_1^2 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 1} + \lambda_{\sigma 12} + \lambda_{\sigma 13})$$

$$L_2 = W_2^2 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 2} + \lambda_{\sigma 12} + \lambda_{\sigma 23})$$

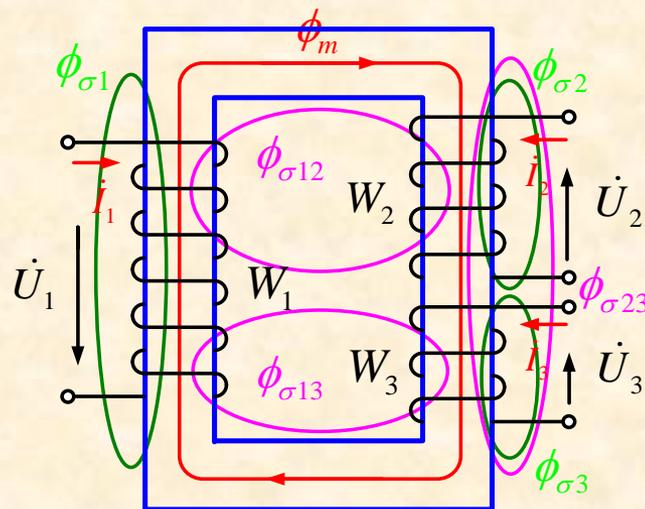
$$L_3 = W_3^2 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 3} + \lambda_{\sigma 13} + \lambda_{\sigma 23})$$

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 引入参数

- 定义互感：与互链两个线圈的全部磁通有关。



$$M_{12} \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 12}$$

$$M_{13} \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 13}$$

$$M_{23} \Rightarrow \phi_m, \phi_{\sigma 23}$$

考虑磁路并联

$$M_{12} = M_{21} = W_1 W_2 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 12})$$

$$M_{13} = M_{31} = W_1 W_3 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 13})$$

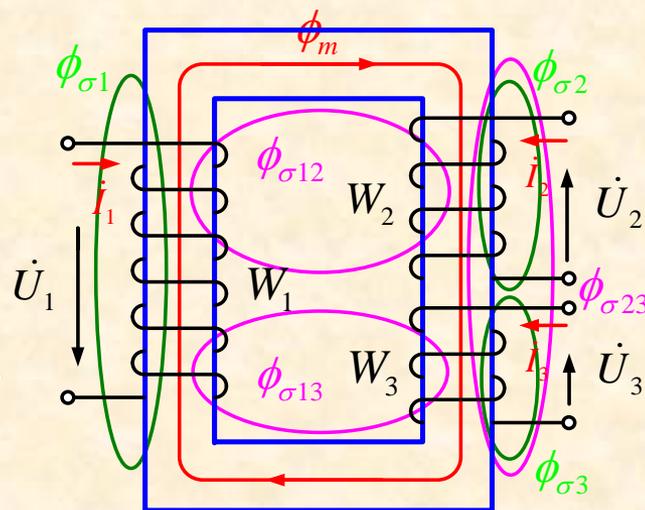
$$M_{23} = M_{32} = W_2 W_3 (\lambda_m + \lambda_{\sigma 23})$$

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 归算

- 条件仍为“三个不变”。
- 现将所有参数归算至 W_1 绕组侧。



$$\dot{U}'_2 = k_{12} \dot{U}_2, \quad \dot{U}'_3 = k_{13} \dot{U}_3$$

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}_2 / k_{12}, \quad \dot{I}'_3 = \dot{I}_3 / k_{13} \quad r'_2 = k_{12}^2 r_2, \quad r'_3 = k_{13}^2 r_3$$

$$\because L \propto W^2 \quad \therefore L'_2 = k_{12}^2 L_2, \quad L'_3 = k_{13}^2 L_3$$

$$\because M_{12} \propto W_1 W_2 \quad \therefore M'_{12} = k_{12} M_{12}$$

$$\because M_{13} \propto W_1 W_3 \quad \therefore M'_{13} = k_{13} M_{13}$$

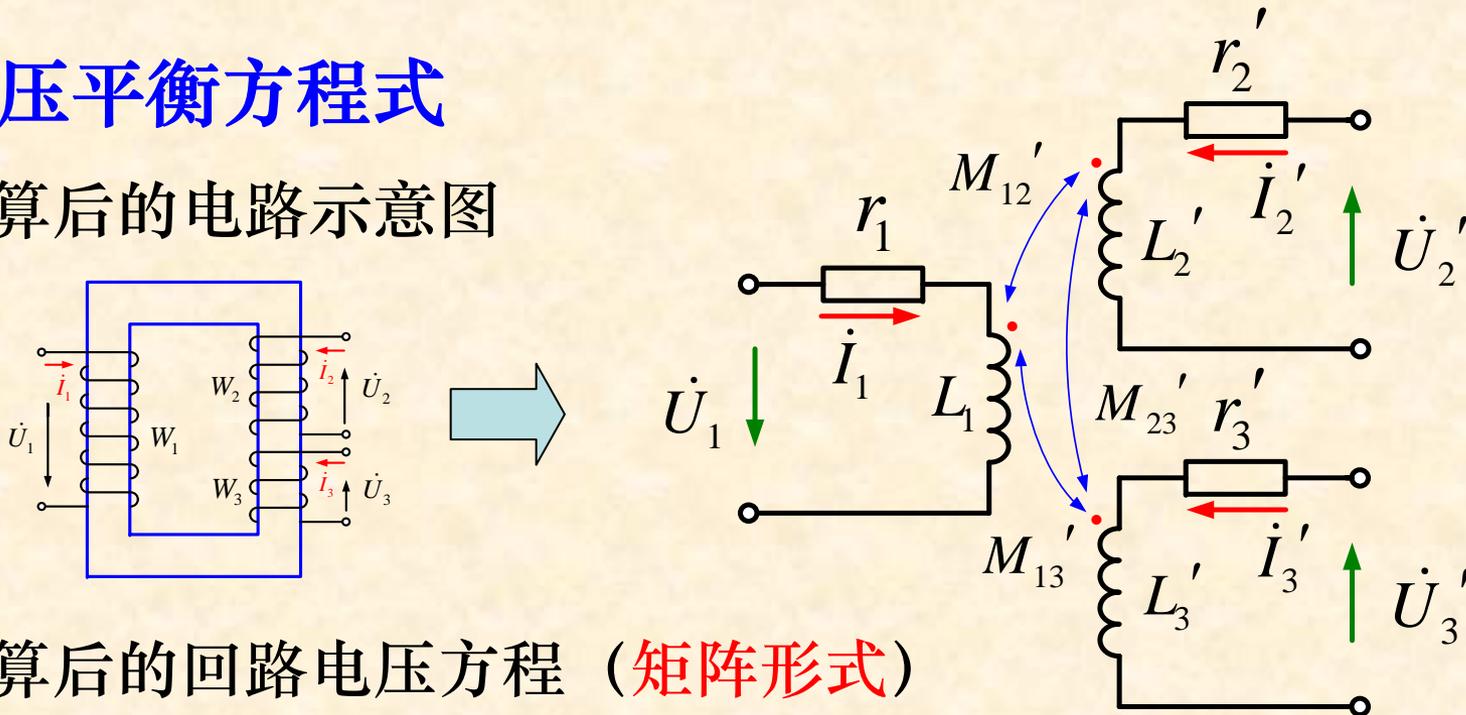
$$\because M_{23} \propto W_2 W_3 \quad \therefore M'_{23} = k_{12} k_{13} M_{23}$$

注意
自感和互感的
归算

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 归算后的电路示意图



■ 归算后的回路电压方程 (矩阵形式)

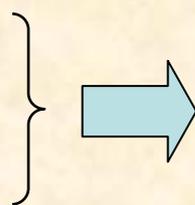
$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ -\dot{U}_2' \\ -\dot{U}_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 & j\omega M_{12}' & j\omega M_{13}' \\ j\omega M_{21}' & r_2' + j\omega L_2' & j\omega M_{23}' \\ j\omega M_{31}' & j\omega M_{32}' & r_3' + j\omega L_3' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2' \\ \dot{I}_3' \end{bmatrix}$$

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

(4) 等效电路

考虑到: $\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' = 0$

并由回路电压方程



$$\begin{cases} \dot{U}_1 - (-\dot{U}_2') = \dot{I}_1 z_1 - \dot{I}_2' z_2' \\ \dot{U}_1 - (-\dot{U}_3') = \dot{I}_1 z_1 - \dot{I}_3' z_3' \end{cases}$$

$$\text{其中: } \begin{cases} z_1 = r_1 + jx_1 \\ z_2' = r_2' + jx_2' \\ z_3' = r_3' + jx_3' \end{cases} \quad \text{再其中: } \begin{cases} x_1 = \omega(L_1 - M_{12}' - M_{13}' + M_{23}') \\ x_2' = \omega(L_2' - M_{12}' + M_{13}' - M_{23}') \\ x_3' = \omega(L_3' + M_{12}' - M_{13}' - M_{23}') \end{cases}$$

**特别
值得
注意**

x_1, x_2', x_3' 就其本身的物理意义而言**不是漏抗!**
但是具有漏抗的**常数性**, 且可实验测取。
故一般称其为三绕组变压器的**等效电抗**。

4.1.2 三绕组变压器基本方程式及等效电路

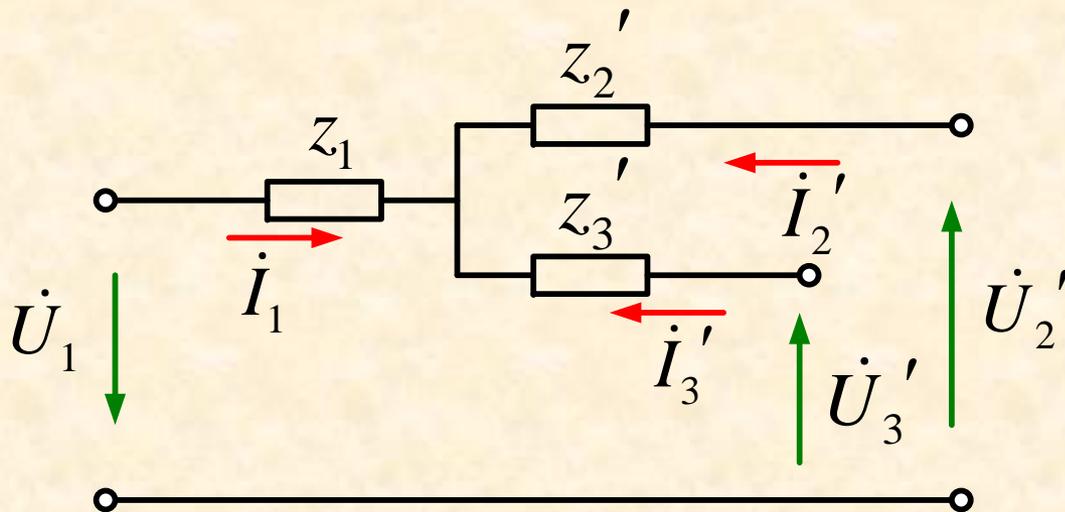
(4) 等效电路

考虑到: $\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' = 0$

并由回路电压方程

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_1 - (-\dot{U}_2') = \dot{I}_1 z_1 - \dot{I}_2' z_2' \\ \dot{U}_1 - (-\dot{U}_3') = \dot{I}_1 z_1 - \dot{I}_3' z_3' \end{array} \right.$$

■ 由上述电压、电流关系，可得三绕组变压器忽略激磁电流后的简化等值电路：



■ 利用简化等值电路即可进行三绕组变压器的分析计算。

4.1.3 三绕组变压器的参数测定及运行问题

(1) 参数测定

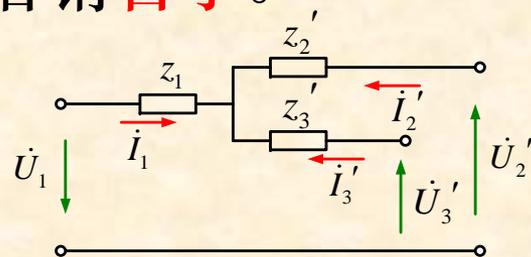
- 参数测定需分别进行三次稳态短路试验。
 - 低压绕组开路，中压绕组短路，高压绕组加电测量。
 - 中压绕组开路，低压绕组短路，高压绕组加电测量。
 - 高压绕组开路，低压绕组短路，中压绕组加电测量。
- 仍采用电压、电流、功率法，具体内容请**自学**。

(2) 运行问题

- 电压调整率的问题

例如高压侧接额定电压、额定频率的电网，中压侧负荷发生波动而低压侧负荷不变，但低压侧输出电压也会随中压侧负荷的波动而波动；反之亦然。

- 不同绕组所接负荷无功功率可相互补偿，**详见习题**。

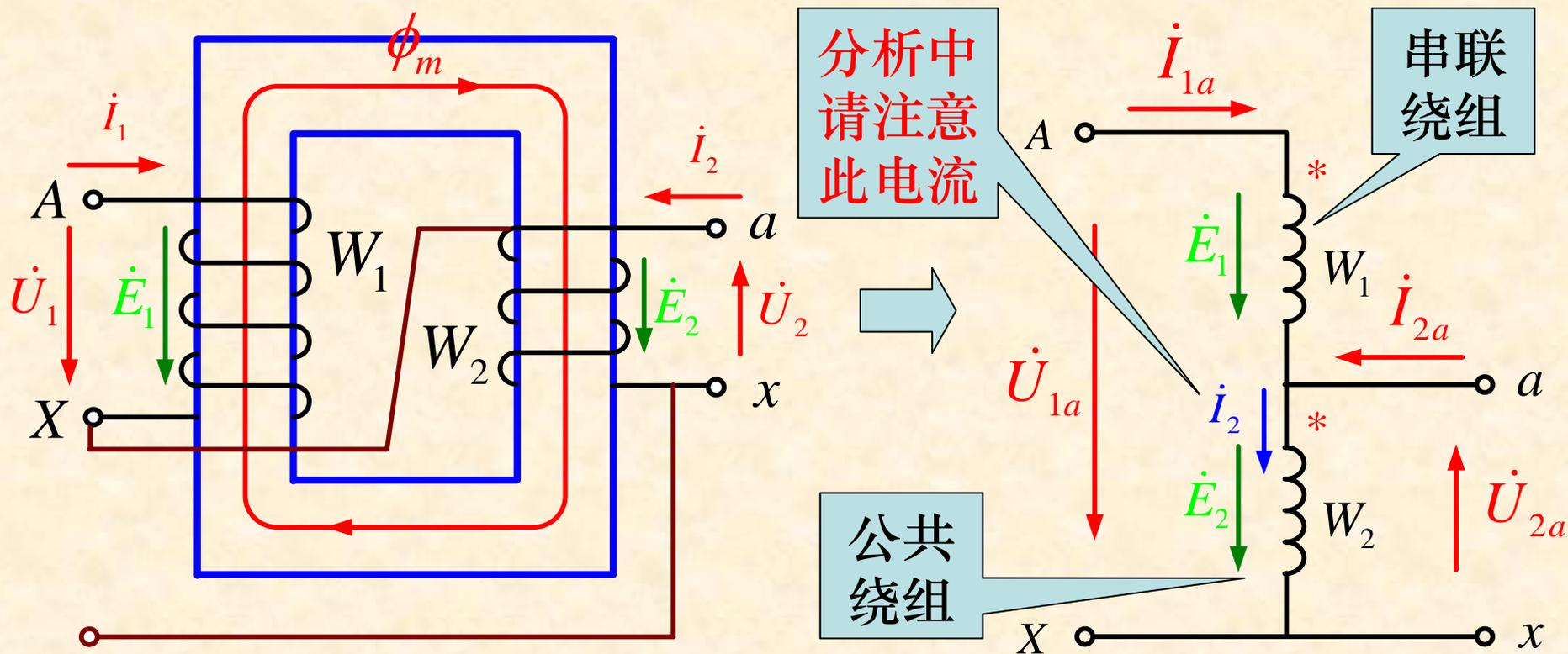


4.2 自耦变压器

- 4.2.1 自耦变压器与双绕组变压器的区别
- 4.2.2 自耦变压器基本方程式及等效电路
- 4.2.3 自耦变压器容量关系的讨论
- 4.2.4 自耦变压器短路阻抗的分析
- 4.2.5 自耦变压器的运行问题

4.2.1 自耦变压器与双绕组变压器的区别

双绕组变压器原副绕组间**仅有磁的耦合而无电的联系**。



自耦变压器原副边绕组间**既有磁的耦合又有电的联系**。

4.2.2 自耦变压器基本方程式及等效电路

(1) 变比

原双绕组变压器的变比

$$k_a = \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{\dot{E}_2} = \frac{W_1 + W_2}{W_2} = 1 + k$$

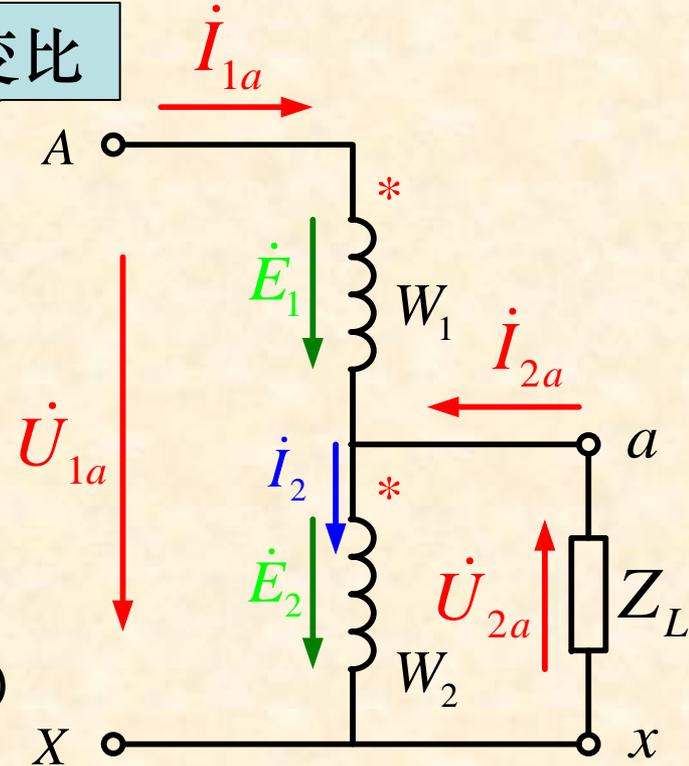
(2) 磁动势平衡及电流关系

$$\dot{I}_{1a} W_1 + \dot{I}_2 W_2 = \dot{I}_m (W_1 + W_2)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a}$$

$$\dot{I}_{1a} (W_1 + W_2) + \dot{I}_{2a} W_2 = \dot{I}_m (W_1 + W_2)$$

$$\dot{I}_{1a} + \frac{\dot{I}_{2a}}{k_a} = \dot{I}_m \approx 0$$



可得：

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a} = \begin{cases} (1 - k_a) \dot{I}_{1a} \\ (1 - 1/k_a) \dot{I}_{2a} \end{cases}$$

此为自耦变压器
重要的电流关系

4.2.2 自耦变压器基本方程式及等效电路

(3) 电压平衡方程式

■ 副边 $\dot{E}_2 = \dot{U}_{2a} + \dot{I}_2 z_{ax}$

其中: $\dot{U}_{2a} = \dot{I}_{2a} Z_L$ $z_{ax} = r_2 + jx_2$

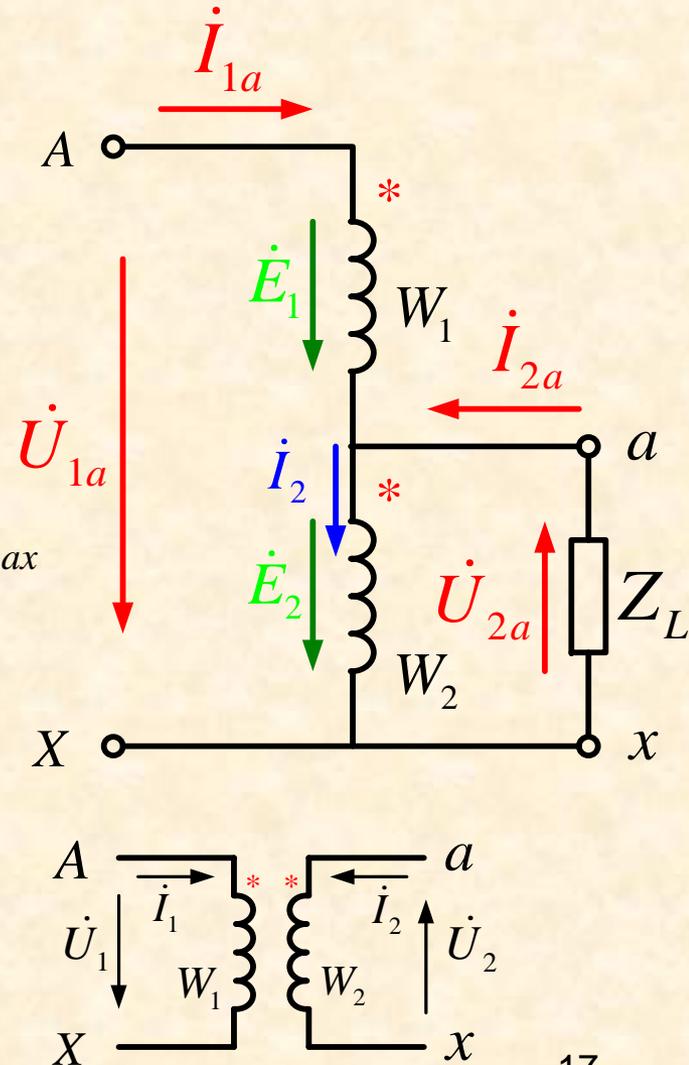
■ 原边

$$\dot{E}_1 + \dot{E}_2 = -\dot{U}_{1a} + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_2 z_{ax}$$

其中: $z_{Aa} = r_1 + jx_1$

■ **分析中注意:** 与相应的双绕组变压器原、副边绕组的电压、电流以及漏阻抗进行比较。

■ **相应**是指: 双绕组变压器的 W_2 为公共绕组, W_1 为串联绕组。



4.2.2 自耦变压器基本方程式及等效电路

(4) 等效电路

已知:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 + \dot{E}_2 &= -\dot{U}_{1a} + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_2 z_{ax} \\ \dot{E}_2 &= \dot{U}_{2a} + \dot{I}_2 z_{ax} \quad \dot{I}_2 = (1 - k_a) \dot{I}_{1a} \quad k_a = \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{\dot{E}_2} \end{aligned}$$

推导:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1a} &= -k_a \dot{E}_2 + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_2 z_{ax} = -k_a (\dot{U}_{2a} + \dot{I}_2 z_{ax}) + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_2 z_{ax} \\ &= -\dot{U}_{2a}' + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_2 z_{ax} - k_a \dot{I}_2 z_{ax} \\ &= -\dot{U}_{2a}' + \dot{I}_{1a} z_{Aa} + \dot{I}_{1a} (1 - k_a)^2 z_{ax} \\ &= -\dot{U}_{2a}' + \dot{I}_{1a} [z_{Aa} + (1 - k_a)^2 z_{ax}] = -\dot{U}_{2a}' + \dot{I}_{1a} z_{ka} \end{aligned}$$

其中:

$$z_{ka} = z_{Aa} + (1 - k_a)^2 z_{ax}$$

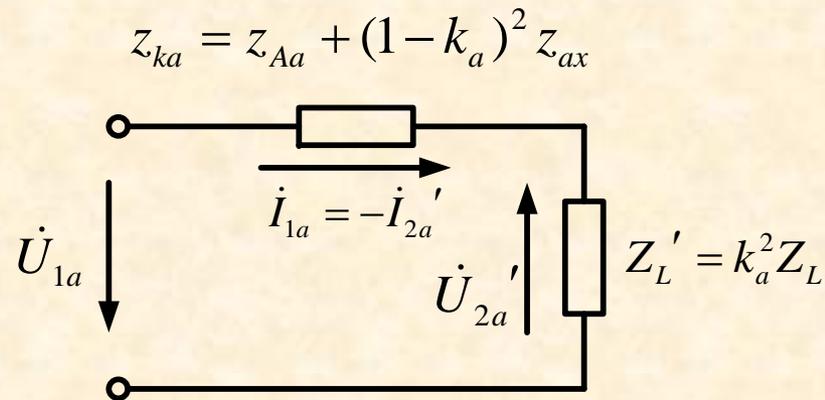
称为自耦变压器从高压侧看入的短路阻抗

4.2.2 自耦变压器基本方程式及等效电路

(4) 等效电路

$$\text{由: } \begin{cases} \dot{U}_{1a} = -\dot{U}_{2a}' + \dot{I}_{1a} z_{ka} \\ \dot{I}_{1a} + \frac{\dot{I}_{2a}}{k_a} = 0 \\ \dot{U}_{2a} = \dot{I}_{2a} Z_L \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{I}_{1a} = -\dot{I}_{2a}' \\ \dot{U}_{2a}' = \dot{I}_{2a}' Z_L' \end{cases}$$

可得自耦变压器从高压侧看入的简化等效电路:



4.2.3 自耦变压器容量关系的讨论

(1) 额定容量 (通过容量)

指自耦变压器总的输入或输出容量。

$$S_{aN} = U_{1aN} I_{1aN} = U_{2aN} I_{2aN}$$

(2) 绕组容量 (电磁容量)

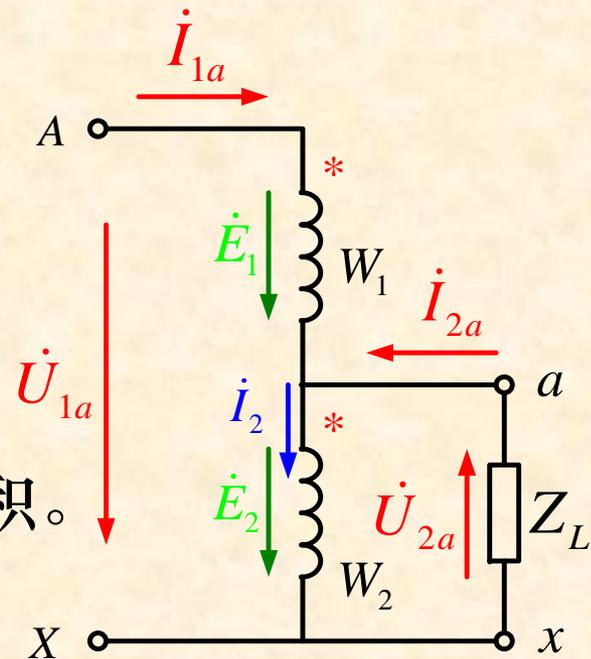
指自耦变压器绕组上电压与电流乘积。

■ 串联绕组:

$$S_{AaN} = U_{AaN} I_{1aN} = \frac{W_1 + W_2 - W_2}{W_1 + W_2} U_{1aN} I_{1aN} = (1 - 1/k_a) S_{aN}$$

■ 公共绕组:

$$S_{axN} = U_{axN} I_{2N} = U_{2aN} (1 - 1/k_a) I_{2aN} = (1 - 1/k_a) S_{aN}$$



4.2.3 自耦变压器容量关系的讨论

(3) 讨论

$$S_{AaN} = S_{axN} = (1 - 1/k_a) S_{aN}$$

■ 令： $1 - 1/k_a = k_{xy}$ 称为自耦变压器的效益系数。

则： $S_{AaN} = S_{axN} = k_{xy} S_{aN}$

■ 因为： $k_a > 1$ 所以： $k_{xy} < 1$

😊 优点

■ 即：绕组容量（电磁容量）< 额定容量。

■ 额定容量 - 绕组容量 = 传导容量。

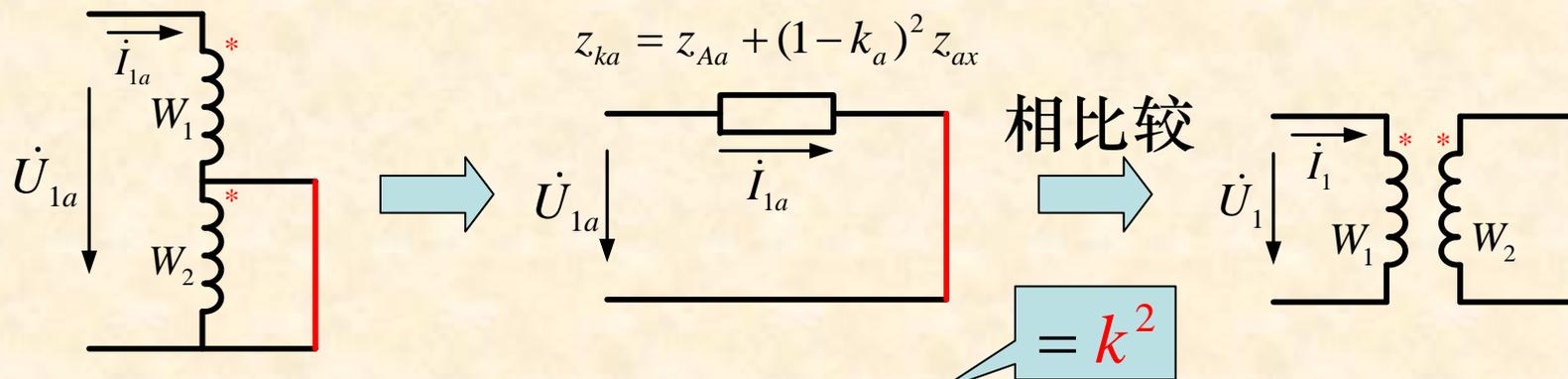
■ 当 k_a 越趋近于1， k_{xy} 越趋近于0，其优点越明显。

■ 所以一般： $k_a = \frac{W_1 + W_2}{W_2} = \frac{W_1}{W_2} + 1 < 2$ 即： $W_1 < W_2$

■ 即串联绕组的匝数少于公共绕组的匝数

4.2.4 自耦变压器短路阻抗的分析

(1) 自耦变压器低压侧短路，高压侧接电源



■ 有名值：
$$z_{ka} = z_{Aa} + (1 - k_a)^2 z_{ax} = z_k = (z_1 + z_2')$$

■ 阻抗基准值之比：

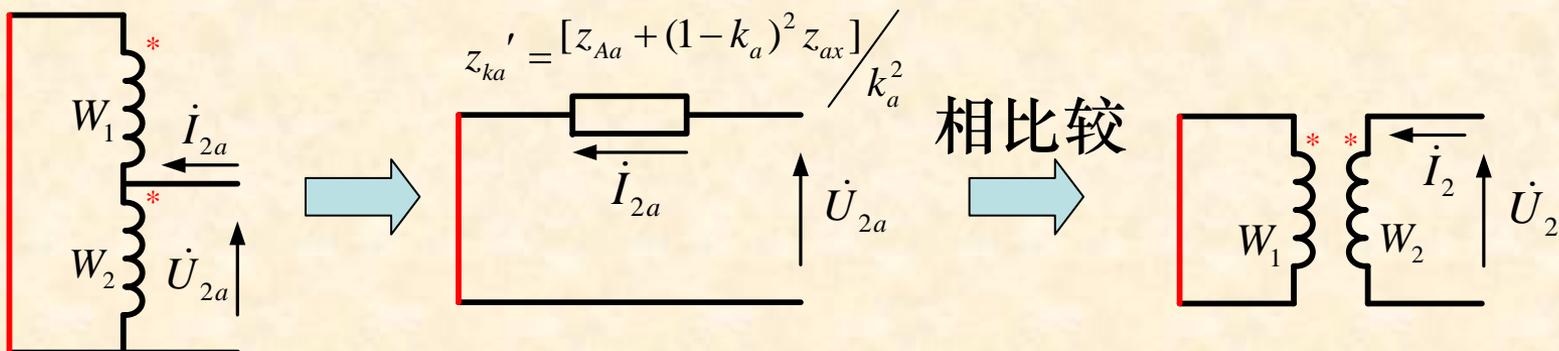
$$\frac{z_{1aN}}{z_{1N}} = \frac{U_{1aN} / I_{1aN}}{U_{1N} / I_{1N}} = \frac{U_{1aN}}{U_{1N}} \approx \frac{W_1 + W_2}{W_1} = \frac{W_1 + W_2}{W_1 + W_2 - W_2} = \frac{1}{k_{xy}}$$

■ 标么值之比：
$$\frac{z_{ka}^*}{z_k^*} = \frac{z_{ka} / z_{1aN}}{z_k / z_{1N}} = \frac{z_{1N}}{z_{1aN}} = k_{xy}$$

$$z_{ka}^* = k_{xy} z_k^*$$

4.2.4 自耦变压器短路阻抗的分析

(2) 自耦变压器高压侧短路，低压侧接电源



■ 有名值: $z_{ka}' = \frac{1}{k_a^2} [z_{Aa} + (1 - k_a)^2 z_{ax}] = \frac{(1 - k_a)^2}{k_a^2} \left[\frac{z_{Aa}}{(k_a - 1)^2} + z_{ax} \right]$

$$= k_{xy}^2 (z_1' + z_2) = k_{xy}^2 z_k'$$

■ 阻抗基准值之比: $\frac{z_{2aN}}{z_{2N}} = \frac{\cancel{U_{2aN}} / I_{2aN}}{\cancel{U_{2N}} / I_{2N}} = \frac{I_{2N}}{I_{2aN}} = 1 - \frac{1}{k_a} = k_{xy}$

■ 标么值之比: $\frac{z_{ka}'^*}{z_k'^*} = \frac{z_{ka}' / z_{2aN}}{z_k' / z_{2N}} = \frac{k_{xy}^2}{k_{xy}} = k_{xy}$

$z_{ka}'^* = k_{xy} z_k'^*$

4.2.4 自耦变压器短路阻抗的分析

(3) 结论

- 自耦变压器低侧短路，与串联绕组为原边、公共绕组为副边的双绕组变压器副边短路相比较：

$$z_{ka} = z_k \qquad z_{ka}^* = k_{xy} z_k^* \neq z_k^*$$

- 自耦变压器高侧短路，与串联绕组为原边、公共绕组为副边的双绕组变压器原边短路相比较：

$$z_{ka}' = k_{xy}^2 z_k' \neq z_k' \qquad z_{ka}'^* = k_{xy} z_k'^* \neq z_k'^*$$

- 显然： $z_{ka} \neq z_{ka}'$ 但是 $z_{ka}^* = z_{ka}'^*$ 标么值不需归算。

- 额定电压下稳态短路电流标么值之比

$$\frac{I_{ka}^*}{I_k^*} = \frac{1/z_{ka}^*}{1/z_k^*} = \frac{1}{k_{xy}} > 1$$

☹️ 缺点

4.2.5 自耦变压器的运行问题

- (1) 当三相自耦变压器高压侧采用星形联结时，因原、副边之间存在电的联系，为防止高压侧发生单相对中点短路故障引起低压侧过电压，所以高压侧**星形中点必须可靠接地**。
- (2) 因自耦变压器原、副边之间存在电的联系，当高压侧电网遭受雷击时，过电压的冲击波将直接窜入低压侧电网危及用户电器，所以为安全起见变电站自耦变压器**原、副边均须装设避雷器**，且低压配电变压器不宜采用自耦变压器。
- (3) 因自耦变压器的短路电流大于相应的双绕组变压器，所以在**继电保护方面**更应对其**精心呵护**。

4.3 电压、电流互感器（自学✍️）

4.3.1 电压互感器（PT）

- (1) 为什么电压互感器相当于副边**空载**运行的单相变压器？
- (2) 为什么电压互感器运行中副边**绝对不能短路**？



4.3.2 电流互感器（CT）

- (1) 为什么电流互感器相当于副边**短路**运行的单相变压器？
- (2) 为什么电流互感器运行中副边**绝对不能开路**？
- (3) 如何更换运行中的电流互感器副边所接的测量表计？



本章要点

- (1) 三绕组变压器额定容量的定义及其容量搭配。
- (2) 三绕组变压器与双绕组变压器分析方法的不同点及其等效电路参数在含义上的区别。
- (3) 三绕组变压器的运行问题。
- (4) 自耦变压器额定容量的定义、容量关系及优点。
- (5) 自耦变压器短路阻抗的分析及缺点。
- (6) 自耦变压器的运行问题。
- (7) 电压互感器与电流互感在使用中需注意的问题。

第5章 变压器的并联运行

5.1 简介

5.2 关于空载环流的分析与讨论

5.3 关于负荷分配的分析与讨论

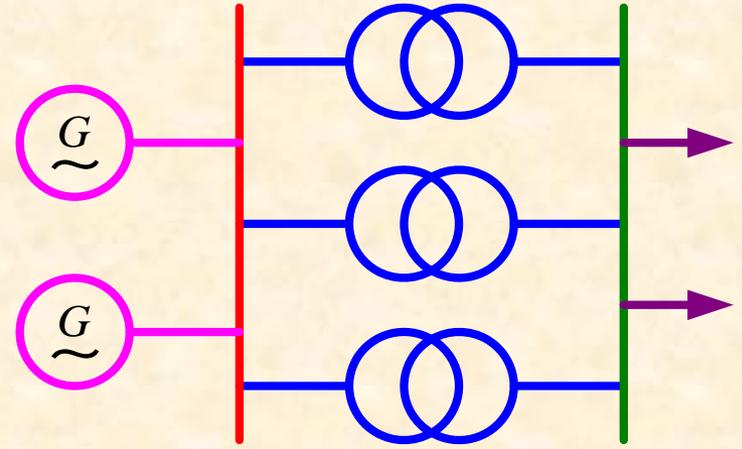
5.4 变压器理想并联运行条件

5.5 举例

5.1 简介

5.1.1 何谓变压器的并联运行

- 变压器的并联运行是指多台变压器的原、副边绕组分别接于电网公共母线上的一种运行方式。



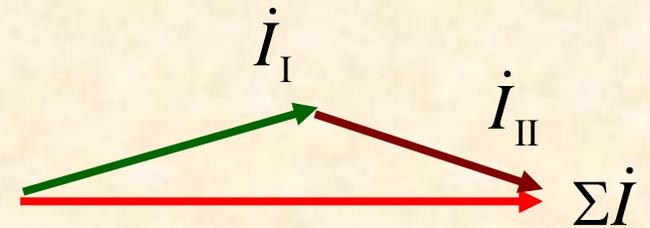
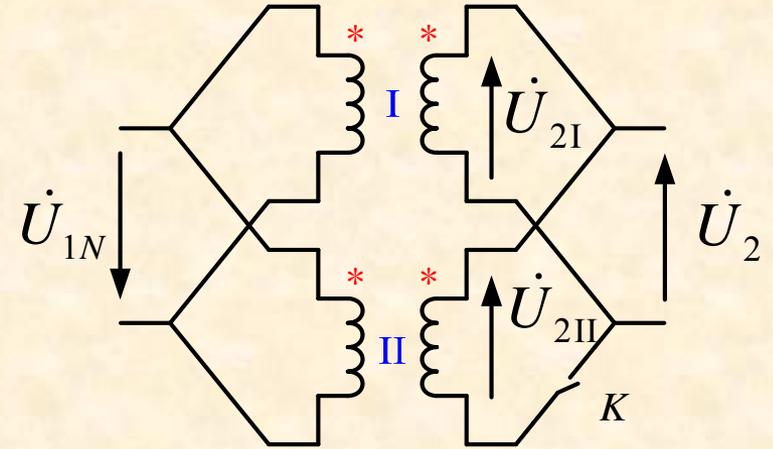
5.1.2 电力变压器通常采取并联运行方式的理由

- 可以提高供电的可靠性。
- 可以提高供电的经济性。
- 可以提高供电以及变电站建设的灵活性。

5.1 简介

5.1.3 变压器并联运行的理想状态

- 空载时，参与并联运行的各台变压器之间无环流，进而**避免产生无为铜耗**。
- 负载后，参与并联运行的各台变压器承担的负荷合理分配，以求**能者多劳**。
- 负载后，参与并联运行的各台变压器电流同相位，以使**总电流一定时流过各台变压器的电流最小**。



两台变压器并联运行
电流不同相位的情况

5.2 关于空载环流的分析与讨论

5.2.1 仅变压器的变比不等

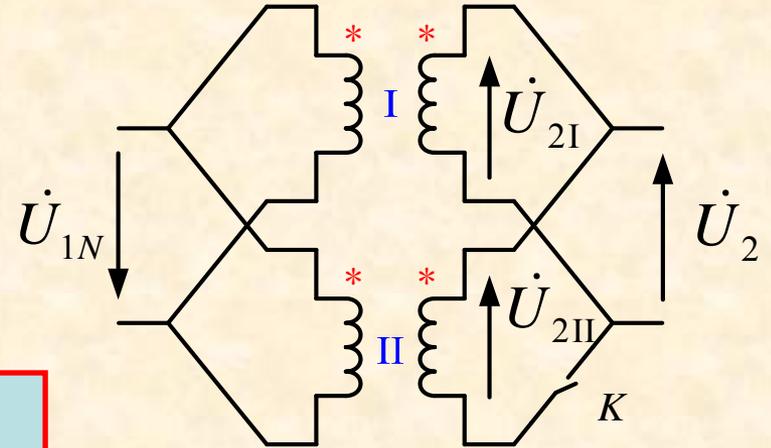
$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_{2I} - \dot{U}_{2II}$$

忽略激磁电流和漏阻抗压降

$$\approx \left(-\frac{\dot{U}_{1N}}{k_I}\right) - \left(-\frac{\dot{U}_{1N}}{k_{II}}\right)$$

$\neq 0$

$$\dot{I}_c = \frac{\Delta \dot{U}}{z_{kI} + z_{kII}}$$



- 因短路阻抗较小，变比微小差别也会引起较大的环流。
- 环流不仅存在于副边，而且存在于原边。
- 空载时，环流将产生无为铜耗。
- 负载时，环流将占据变压器的绕组容量，使变压器带负荷的能力有所降低。

5.2 关于空载环流的分析与讨论

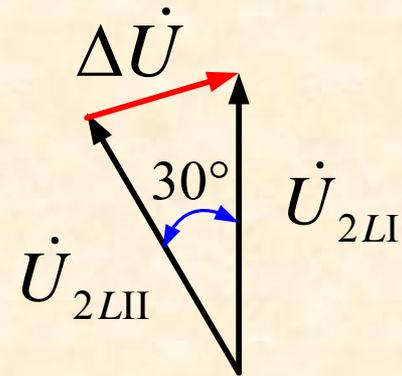
5.2.2 仅变压器的联结组别不同

- 以联结组分别为Yy0与Yd11的三相变压器并联为例。
- 副边对应的线电压差：

$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_{2LI} - \dot{U}_{2LII} \neq 0$$

- 其大小：

$$\Delta U = 2\left(\sin \frac{30^\circ}{2}\right)U_{2L} = 0.5176U_{2L}$$

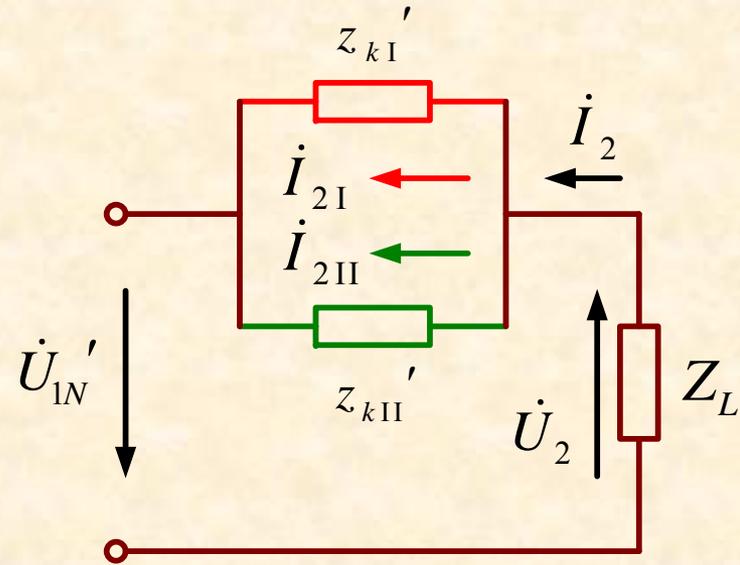


- 因此，联结组别不同的变压器决不允许并联运行。

5.3 关于负荷分配的分析与讨论

5.3.1 分析假设

- 以两台变比相等、联结组别相同的变压器并联运行为例。
 - 即可各台变压器取其一相。
- 仅考虑三相对称稳态运行方式。
 - 即可各台变压器取其一相。
- 忽略各台变压器的激磁电流。
 - 即可采用简化等效电路。
- 等效电路为原边归算到副边。
 - 即为由副边看入的等效电路。
- 不计各台变压器短路阻抗角的差异。
 - 即认为各台变压器的电流同相位。



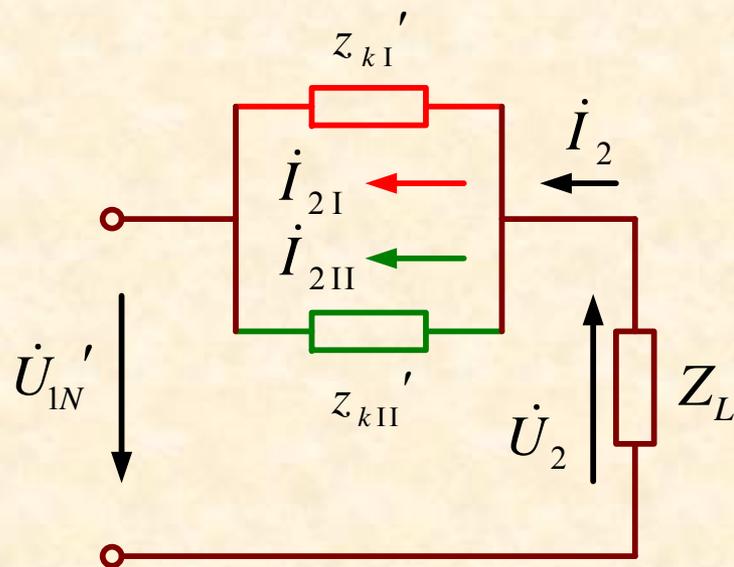
5.3 关于负荷分配的分析与讨论

5.3.2 推导过程

■ 由分析假设及等效电路可知：

$$I_{2I} z_{kI}' = I_{2II} z_{kII}'$$

■ 即有：

$$\frac{I_{2I}}{I_{2II}} = \frac{z_{kII}'}{z_{kI}'}$$


$$\frac{S_I^*}{S_{II}^*} \leftarrow \frac{\beta_I}{\beta_{II}} \leftarrow \frac{I_{2I}^*}{I_{2II}^*} \leftarrow \frac{I_{2I} / I_{2NI}}{I_{2II} / I_{2NII}} = \frac{z_{kII}' / I_{2NI}}{z_{kI}' / I_{2NII}} \rightarrow \frac{z_{kII}' I_{2NII} / U_{2N}}{z_{kI}' I_{2NI} / U_{2N}}$$

额定电压下的电流标幺值，即为容量的标幺值。

负荷系数即为电流的标幺值

阻抗电压即为短路阻抗的标幺值。

$$\frac{u_{kII}}{u_{kI}} \rightarrow \frac{z_{kII}^*}{z_{kI}^*}$$

5.3 关于负荷分配的分析与讨论

5.3.3 结论

- 并联运行变压器的负荷系数与短路阻抗的标么值成反比。
- 当两台变压器并联运行：

$$\frac{S_{\text{I}}^*}{S_{\text{II}}^*} = \frac{\beta_{\text{I}}}{\beta_{\text{II}}} = \frac{I_{2\text{I}}^*}{I_{2\text{II}}^*} = \frac{z_{k\text{II}}^*}{z_{k\text{I}}^*} = \frac{u_{k\text{II}}}{u_{k\text{I}}}$$

- 推广到 n 台变压器并联运行，可得：

$$\beta_{\text{I}} : \beta_{\text{II}} : \beta_{\text{III}} : \cdots = \frac{1}{z_{k\text{I}}^*} : \frac{1}{z_{k\text{II}}^*} : \frac{1}{z_{k\text{III}}^*} : \cdots$$

5.3 关于负荷分配的分析与讨论

5.3.4 讨论

$$\beta_{\text{I}} : \beta_{\text{II}} : \beta_{\text{III}} : \dots = \frac{1}{z_{k\text{I}}^*} : \frac{1}{z_{k\text{II}}^*} : \frac{1}{z_{k\text{III}}^*} : \dots$$

- 并联运行的各台变压器承担负荷的多少，不是取决于各自的额定容量，而是取决于各自的短路阻抗标么值。
- 以三台变压器并联运行为例：
 - 若： $z_{k\text{I}}^* = z_{k\text{II}}^* = z_{k\text{III}}^*$ ，则： $\beta_{\text{I}} = \beta_{\text{II}} = \beta_{\text{III}}$
即说明：各台变压器要满载均满载，要欠载都欠载。
 - 若： $z_{k\text{I}}^* > z_{k\text{II}}^* > z_{k\text{III}}^*$ ，则： $\beta_{\text{I}} < \beta_{\text{II}} < \beta_{\text{III}}$
若此时当： $\beta_{\text{II}} = 1$ ，则： $\beta_{\text{I}} < 1 < \beta_{\text{III}}$
即说明：短路阻抗标么值较小的变压器先满载。
- 若并联运行的变压器容量不等，且阻抗电压也无法恰好相等，则选择容量大的变压器阻抗电压较小为宜。

5.4 变压器理想并联运行条件

(1) 各台变压器的联结组别相同。

即：原、副边对应线电压相位相同。

(2) 各台变压器的额定电压相等。

即：各台变压器的变比相等。

(3) 各台变压器的短路阻抗标么值（或阻抗电压）相等，且短路电抗与短路电阻的比值相等。

各变压器间
空载无环流

各变压器负
荷合理分配

各变压器
电流同相位

5.5 举 例

已知三台三相变压器额定数据如下表所示：

已知量 变压器	额定电压 (kV)	联结组别	额定容量 (kVA)	阻抗电压 (%)
I	35/6.3	Yd11	2500	7.5
II	35/6.3	Yd11	3150	7.0
III	35/6.3	Yd11	6300	6.5

- 试求：
- (1) 若当三台变压器并联共同承担 11950 kVA 负荷时，每台变压器承担的负荷为多少？
 - (2) 在不使任何一台变压器过负荷的情况下，三台变压器并联运行共能承担最大负荷为多少？

5.5 举 例

解： (1) 总负荷为11950kVA，每台变压器所承担的负荷：

由：

$$\begin{cases} S_I^* \times S_{IN} + S_{II}^* \times S_{IIN} + S_{III}^* \times S_{IIIN} = 11950 \\ \frac{S_I^*}{S_{II}^*} = \frac{0.07}{0.075} \\ \frac{S_I^*}{S_{III}^*} = \frac{0.065}{0.075} \end{cases}$$

	额定容量 (kVA)	阻抗电压 (%)
I	2500	7.5
II	3150	7.0
III	6300	6.5

得：

$$\begin{cases} S_I^* = 0.9092 \quad \Rightarrow \quad S_I = 2273(\text{kVA}) \quad \text{欠载} \\ S_{II}^* = 0.9741 \quad \Rightarrow \quad S_{II} = 3068(\text{kVA}) \quad \text{欠载} \\ S_{III}^* = 1.0490 \quad \Rightarrow \quad S_{III} = 6609(\text{kVA}) \quad \text{过载} \end{cases}$$

5.5 举 例

解： (2) 不使任何一台变压器过载共能承担的总负荷：

取： $S_{\text{III}}^* = 1$ 应取阻抗电压小的变压器负荷系数等于1

得：
$$\left\{ \begin{array}{l} S_{\text{I}}^* = \frac{0.065}{0.075} = 0.8667 \\ S_{\text{II}}^* = \frac{0.065}{0.07} = 0.9286 \end{array} \right.$$

	额定容量 (kVA)	阻抗电压 (%)
I	2500	7.5
II	3150	7.0
III	6300	6.5

则：
$$\begin{aligned} \Sigma S &= S_{\text{I}}^* \times S_{\text{IN}} + S_{\text{II}}^* \times S_{\text{IIN}} + S_{\text{III}}^* \times S_{\text{IIIN}} \\ &= 0.8667 \times 2500 + 0.9286 \times 3150 + 6300 \\ &= 11391.84(\text{kVA}) \end{aligned}$$

解毕

本章要点

- (1) 三相变压器的理想并联运行条件。
- (2) 三相变压器空载环流产生的原因及其危害。
- (3) 额定电压相等但额定容量和短路电压不等的三相变压器并联运行时的负荷分配。

第6章 变压器的暂态过程

6.1 空载投入电网的暂态过程

6.2 副边突然短路的暂态过程

6.1 空载投入电网的暂态过程

6.1.1 数理分析

6.1.2 讨 论

6.1.1 数理分析

(1) 分析假设

铁芯中的剩磁为零。

(2) 建立微分方程

$$-u_1 + i_0 r_1 = e_1$$

其中：■ 不妨设： $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_0)$

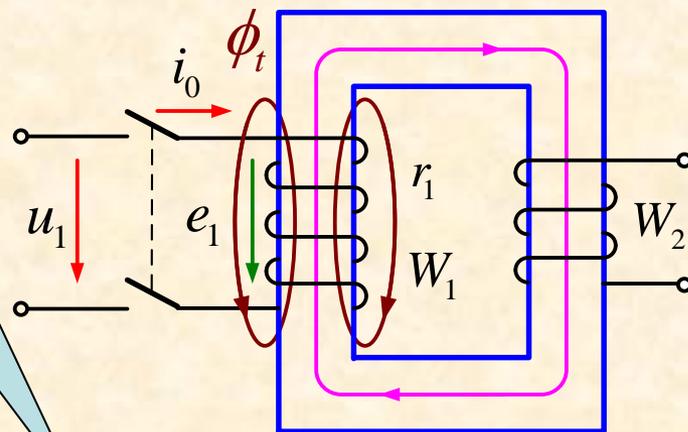
■ 由正方向规定： $e_1 = -W_1 \frac{d\phi_t}{dt}$

■ 令平均电感： $L_{av} = W_1 \cdot \phi_t / i_0 \Rightarrow i_0 = W_1 \frac{\phi_t}{L_{av}}$

结果： $W_1 \frac{d\phi_t}{dt} + \frac{W_1 r_1}{L_{av}} \phi_t = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_0)$

$$\phi_t = \phi_t' + \phi_t''$$

为合闸
瞬间电
源电压
初相角



为链及原边绕
组的全部磁通

6.1.1 数理分析

(3) 微分方程求解

■ 稳态分量: $\phi_t' = \Phi_m \sin(\omega t + \alpha_0 - \theta) = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0)$

其中: $\Phi_m = \frac{L_{av}}{W_1} \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{r_1^2 + (\omega L_{av})^2}} \quad \theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega L_{av}}{r_1} \begin{cases} \because \omega L_{av} \gg r_1 \\ \therefore \theta \approx 90^\circ \end{cases}$

■ 自由分量: $\phi_t'' = C e^{-\frac{t}{T_0}} = \Phi_m \cos \alpha_0 e^{-\frac{r_1}{L_{av}} \cdot t}$

$$\because \phi_{(t=0)} = \phi_{(t=0)}' + \phi_{(t=0)}'' = -\Phi_m \cos \alpha_0 + C = 0$$

$$\therefore C = \Phi_m \cos \alpha_0 \quad \text{且: } T_0 = L_{av} / r_1$$

■ 最终结果: $\phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + \Phi_m \cos \alpha_0 e^{-\frac{r_1}{L_{av}} \cdot t}$

6.1.2 讨 论

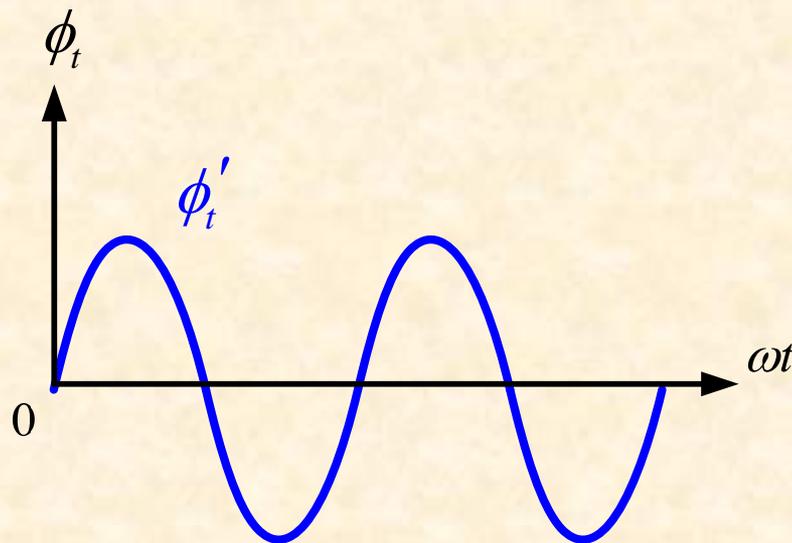
$$\phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + \Phi_m \cos \alpha_0 e^{-\frac{r_1}{L_{av}} \cdot t}$$

(1) 当 $\alpha_0 = 90^\circ$ 投入电网 $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + 90^\circ)$

- 此时合闸瞬间电源电压瞬时值为最大。
- 微分方程的解中仅存在稳态分量，而自由分量等于零。

$$\begin{aligned}\phi_t &= -\Phi_m \cos(\omega t + 90^\circ) \\ &= \Phi_m \sin(\omega t)\end{aligned}$$

- 磁通直接进入稳态，激磁电流也直接进入稳态。
- 而稳态时激磁电流较小。



6.1.2 讨 论

$$\phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + \Phi_m \cos \alpha_0 e^{-\frac{r_1}{L_{av}} \cdot t}$$

(2) 当 $\alpha_0 = 0^\circ$ 投入电网 $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + 0^\circ)$

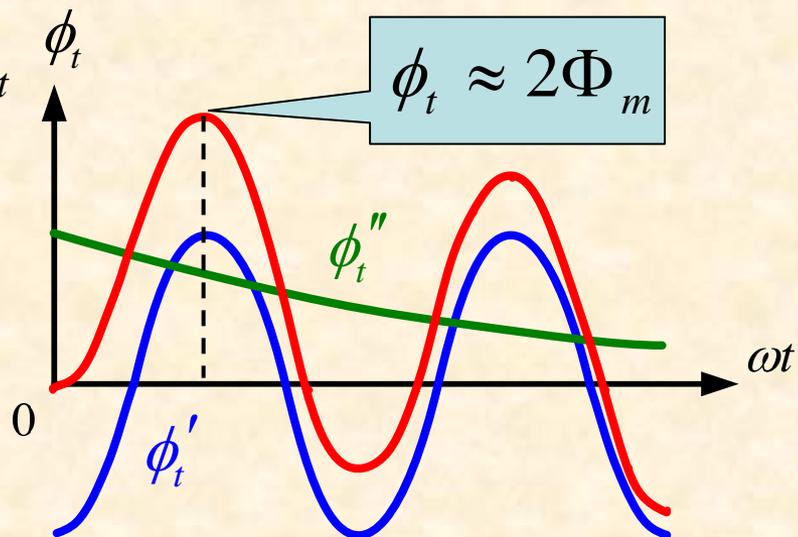
- 此时合闸瞬间电源电压瞬时值为零。
- 微分方程的解中不仅存在稳态分量，而且存在自由分量。

$$\phi_t = -\Phi_m \cos(\omega t) + \Phi_m e^{-\frac{r_1}{L_{av}} \cdot t}$$

- 特别是当： $\omega t = \pi$

$$\phi_t \approx 2\Phi_m$$

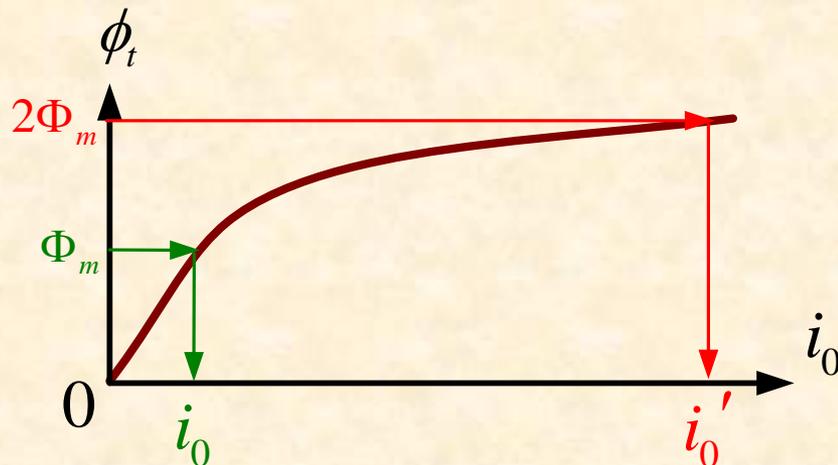
- 结果导致铁心严重饱和。



6.1.2 讨 论

(3) 当 $\alpha_0 = 0^\circ$ 投入电网时的激磁电流

- 当铁芯过饱和时，空载电流为正常时的上百倍（约为额定电流的五倍左右）。
- 可用示波器观察录波，此现象称为变压器**激磁涌流**。



铁心中的磁通不能突变
且铁心存在饱和现象。

(4) 产生激磁涌流的根本原因

(5) 激磁涌流对变压器的影响

- 激磁涌流对变压器本身没有多大危害。
- 但在变压器投入电网时可能会造成保护装置的误动作。
- 过流保护装置应对空载合闸时的激磁涌流作出判断。

6.2 副边突然短路的暂态过程

6.2.1 数理分析

6.2.2 讨 论

6.2.1 数理分析

(1) 分析假设

- 副边空载时发生突然短路。
- 因短路电流较大，故可忽略激磁电流。
- 不妨设 $u_k = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_k)$

为短路瞬间电源电压的初相角

相当于

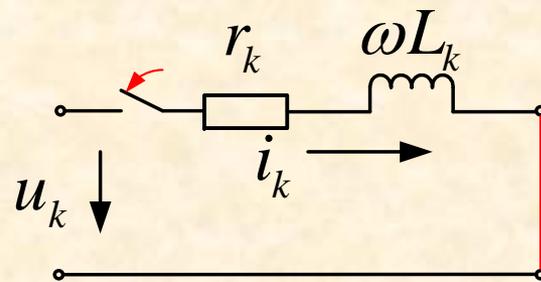
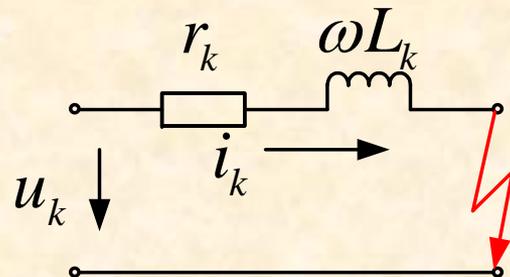
(2) 建立微分方程

$$L_k \frac{di_k}{dt} + r_k i_k = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_k)$$

其通解为： $i_k = i_k' + i_k''$

稳态分量

自由分量



6.2.1 数理分析

(3) 微分方程求解

■ 稳态分量: $i_k' = I_{km} \sin(\omega t + \alpha_k - \varphi_k) = -I_{km} \cos(\omega t + \alpha_k)$

其中: $I_{km} = \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{r_k^2 + (\omega L_k)^2}}$ $\varphi_k = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L_k}{r_k}$ $\left\{ \begin{array}{l} \because \omega L_k \gg r_k \\ \therefore \varphi_k \approx 90^\circ \end{array} \right.$

■ 自由分量: $i_k'' = C e^{-\frac{t}{T_k}} = I_{km} \cos \alpha_k e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$

$$\because i_{k(t=0)} = i_{k'(t=0)} + i_{k''(t=0)} = -I_{km} \cos \alpha_k + C = 0$$

$$\therefore C = I_{km} \cos \alpha_k \quad \text{且: } T_k = L_k / r_k$$

■ 最终结果: $i_k = -I_{km} \cos(\omega t + \alpha_k) + I_{km} \cos \alpha_k e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$

6.2.2 讨 论

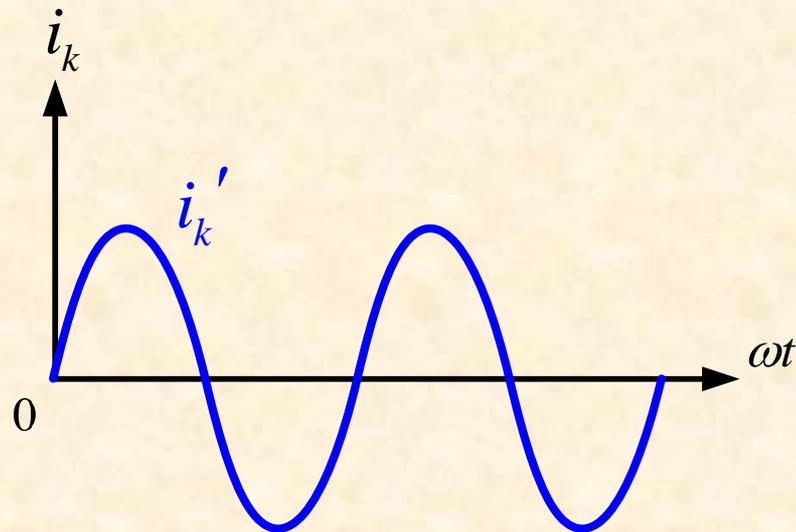
$$i_k = -I_{km} \cos(\omega t + \alpha_k) + I_{km} \cos \alpha_k e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$$

(1) 当 $\alpha_k = 90^\circ$ 发生短路 $u_k = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + 90^\circ)$

- 此时短路瞬间电源电压瞬时值为最大。
- 微分方程的解中仅存在稳态分量，而自由分量等于零。

$$\begin{aligned} i_k &= -I_{km} \cos(\omega t + 90^\circ) \\ &= I_{km} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

- 突然短路电流直接进入稳态，等于稳态短路电流。
- 额定电压下稳态短路电流的标么值为： $I_k^* = 1/z_k^*$



6.2.2 讨 论

$$i_k = -I_{km} \cos(\omega t + \alpha_k) + I_{km} \cos \alpha_k e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$$

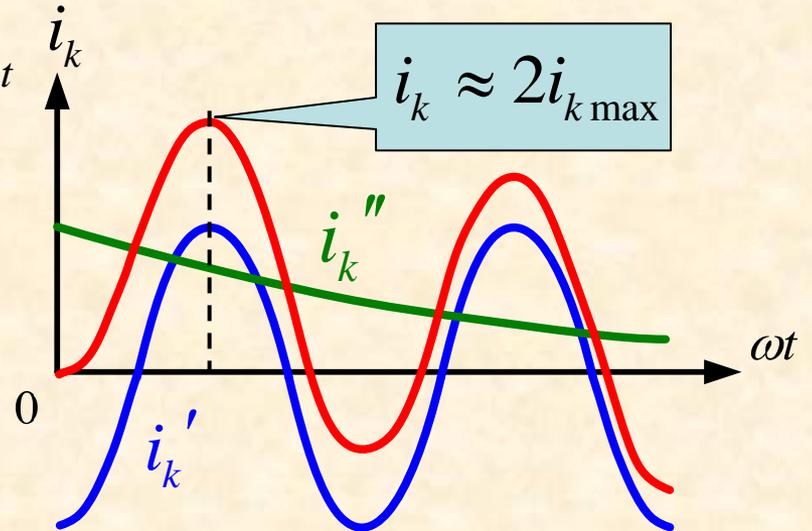
(2) 当 $\alpha_k = 0^\circ$ 发生短路 $u_k = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + 0^\circ)$

- 此时短路瞬间电源电压瞬时值为零。
- 微分方程的解中不仅存在稳态分量，而且存在自由分量。

$$i_k = -I_{km} \cos(\omega t) + I_{km} e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$$

■ 特别是当： $\omega t = \pi$

$i_k \approx 2i_{k \max}$ 为最大。



6.2.2 讨 论

(3) 突然短路电流的最大值

$$i_k = -I_{km} \cos(\omega t) + I_{km} e^{-\frac{r_k}{L_k} \cdot t}$$

$$i_{k \max} = I_{km} (1 + e^{-\frac{r_k \pi}{\omega L_k}}) = k_y \sqrt{2} I_k$$

$$i_{k \max}^* = \frac{i_{k \max}}{\sqrt{2} I_{1N}} = k_y \frac{\sqrt{2} I_k}{\sqrt{2} I_{1N}} = k_y I_k^* = k_y \frac{1}{z_k^*}$$

取标
么值

当 $\omega t = \pi$

- 一般电力变压器： $k_y \approx 1.2 \sim 1.8$
- 若取： $z_k^* = 0.06$ ， 则： $i_{k \max}^* = 20 \sim 30$

6.2.2 讨 论

(4) 突然短路电流大于稳态短路电流的根本原因

线圈中的电流不能突变。

(5) 突然短路电流对变压器的影响

- 电磁力与电流的平方成正比，瞬间产生较大的电磁力将使变压器的绕组变形，绝缘损坏。
- 绕组铜耗与电流的平方成正比，较大的铜耗使绕组温升加剧，变压器过热。
- 要求生产厂家在变压器设计中，应考虑变压器具有承受一定突然短路的能力。
- 要求运行部门必须投入保护装置并采取相应的保护措施。

本章要点

- (1) 变压器空载投入电网瞬间，激磁涌流的产生原因及其影响。
- (2) 电网电压为何值时激磁涌流何时为最大。
- (3) 三相变压器二次对称短路，暂态短路电流大于稳态短路电流的原因，以及短路时刻的不同对暂态电流的影响。
- (4) 电网电压为何值时突然短路电流何时为最大。

变压器部分课后习题

(共 18 题)

习题三 计算题 第1、2、3题

习题四 计算题 第1、2题

习题五 计算题 第1、2、3题

习题六 计算题 第1、2、3题

习题七 第1、2、3题

习题九 计算题 第1、2题

习题十 计算题 第2、3题

第7章 同步电机的基本知识与结构

7.1 同步电机的结构简介

7.2 同步电机的基本工作原理

7.3 同步电机的部分额定值

7.1 同步电机的结构简介

7.1.1 整体结构

7.1.2 电路部分

7.1.3 磁路部分

7.1.4 重点强调的问题

7.1.1 整体结构

(1) 汽轮发电机

汽轮机



同步发电机



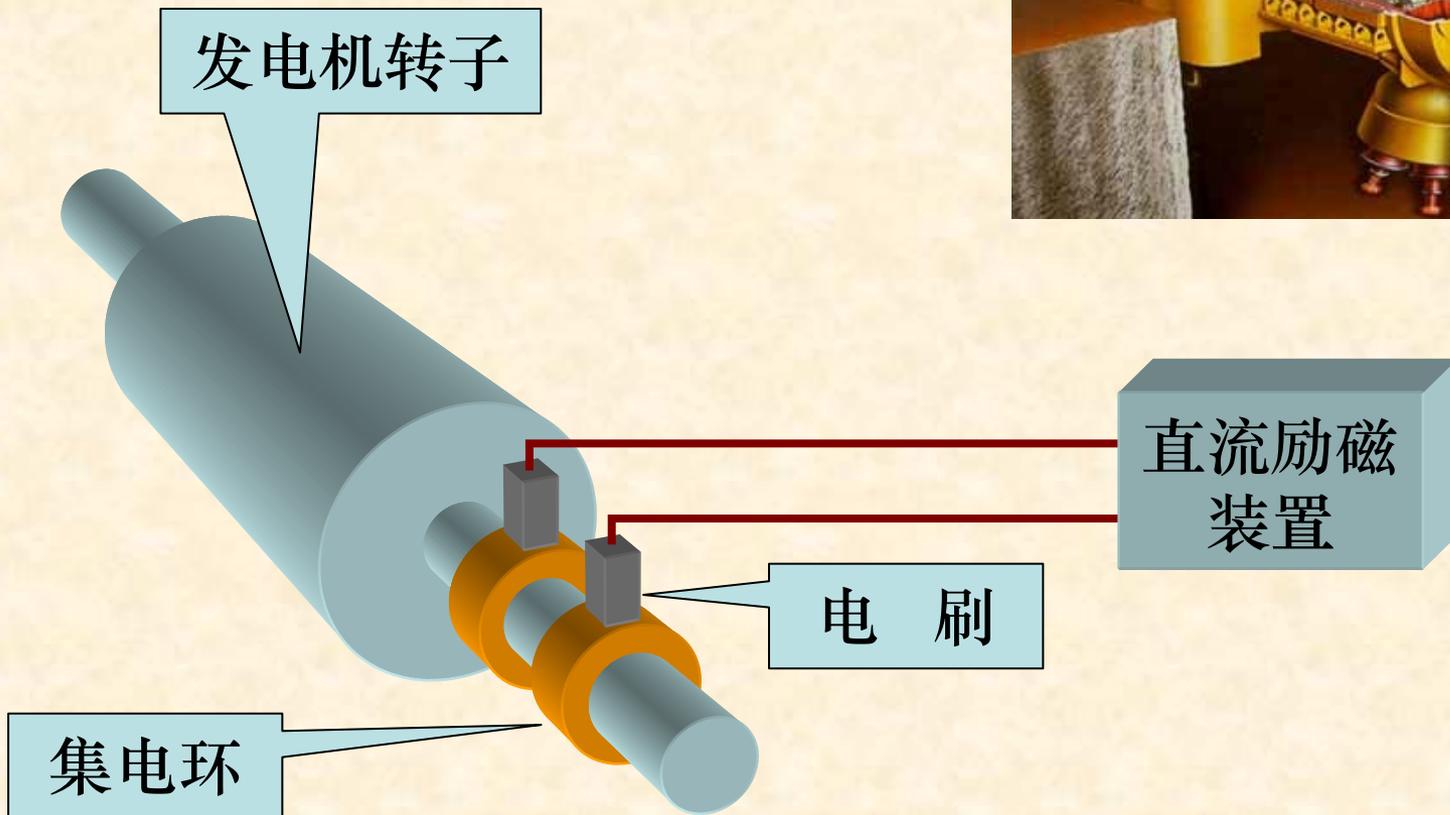
励磁室



山东邹县电厂的600MW汽轮发电机组

7.1.1 整体结构

(1) 汽轮发电机



7.1.1 整体结构

(1) 汽轮发电机



装配好的汽轮发电机定子



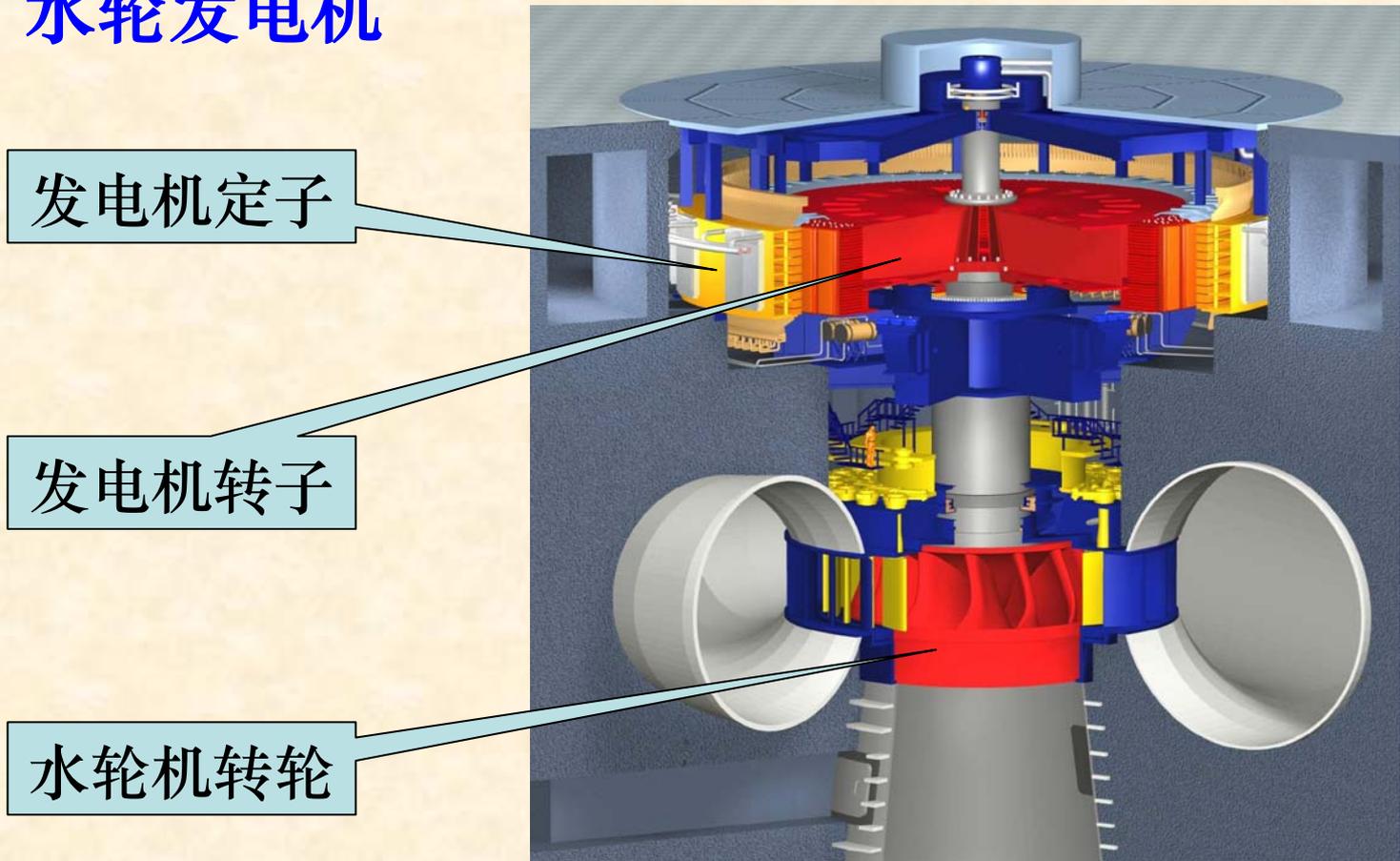
加工中的汽轮发电机转子



装配好的汽轮发电机转子

7.1.1 整体结构

(2) 水轮发电机



三峡水轮发电机组结构示意图

7.1.1 整体结构

(2) 水轮发电机



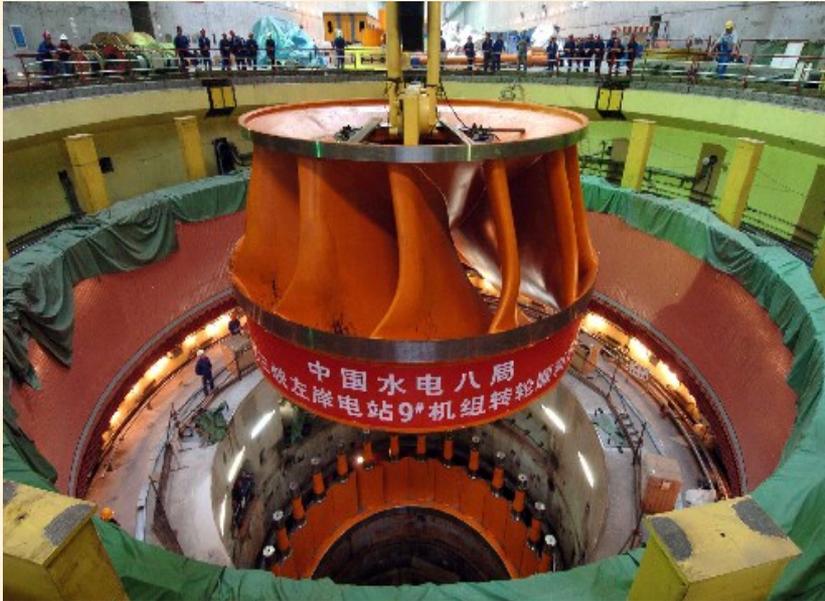
三峡左岸电站厂房内景



三峡水轮发电机组施工现场

7.1.1 整体结构

(2) 水轮发电机



水轮发电机转轮吊装



水轮发电机机座



水轮发电机机座拆分运输 8

7.1.1 整体结构

(2) 水轮发电机



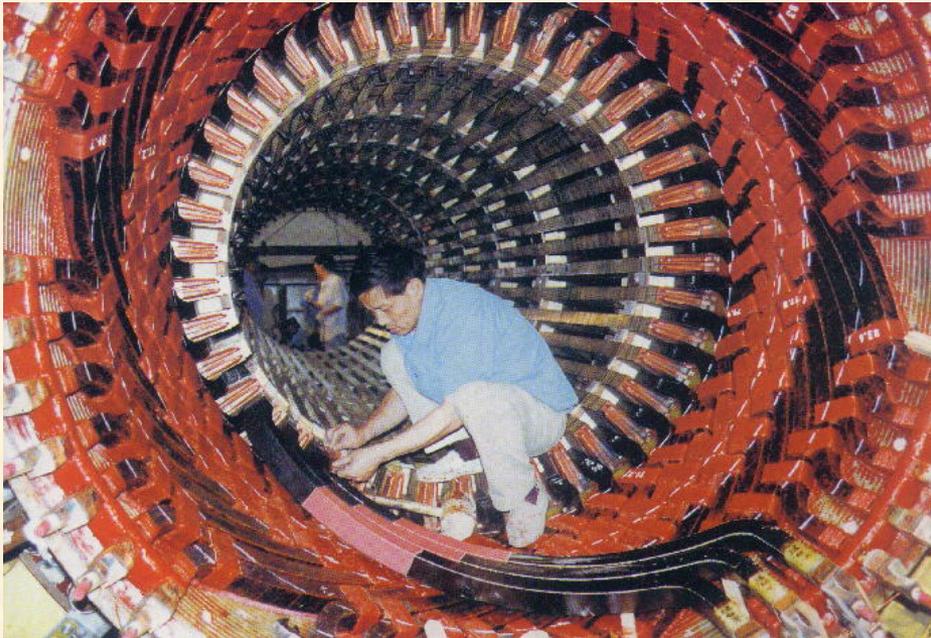
水轮发电机转子吊装



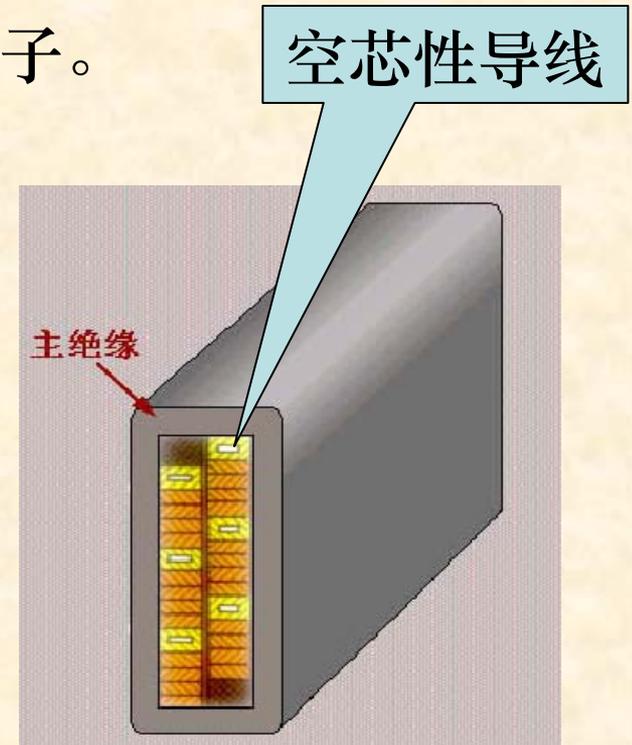
7.1.2 电路部分

(1) 电枢绕组

- 大型同步电机的电枢绕组均设于定子。



工人师傅在定子铁芯中安放定子线棒

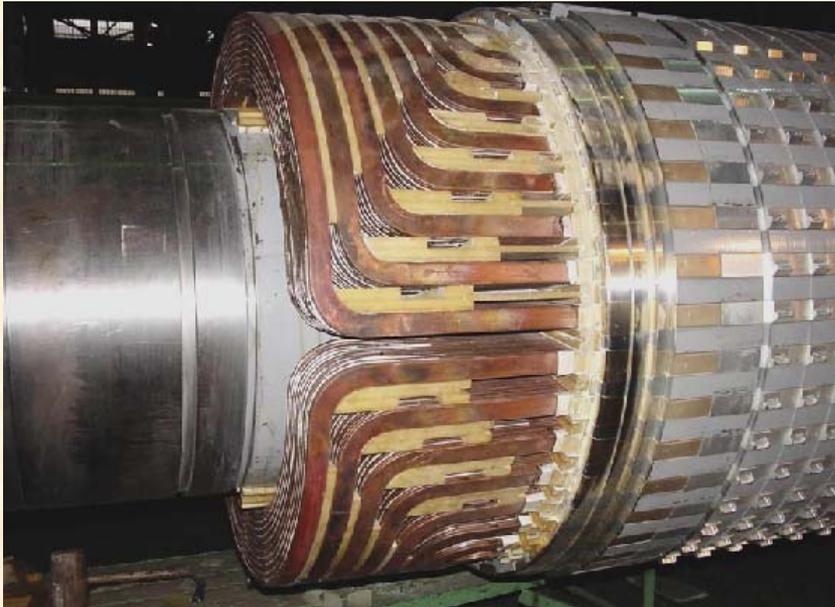


水内冷定子线棒
截面示意图

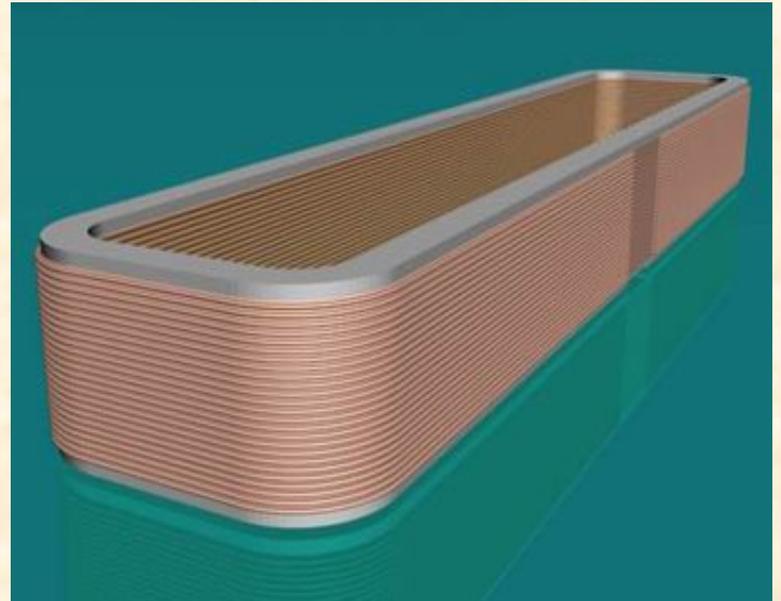
7.1.2 电路部分

(2) 励磁绕组

- 大型同步电机的励磁绕组均设于转子。



大型汽轮发电机转子上的励磁绕组（端部未装护环）

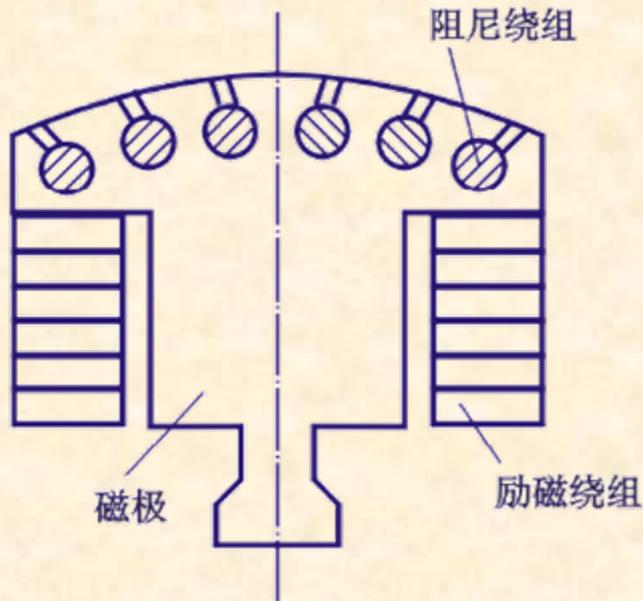


水轮发电机转子上的励磁绕组（磁极未画出）

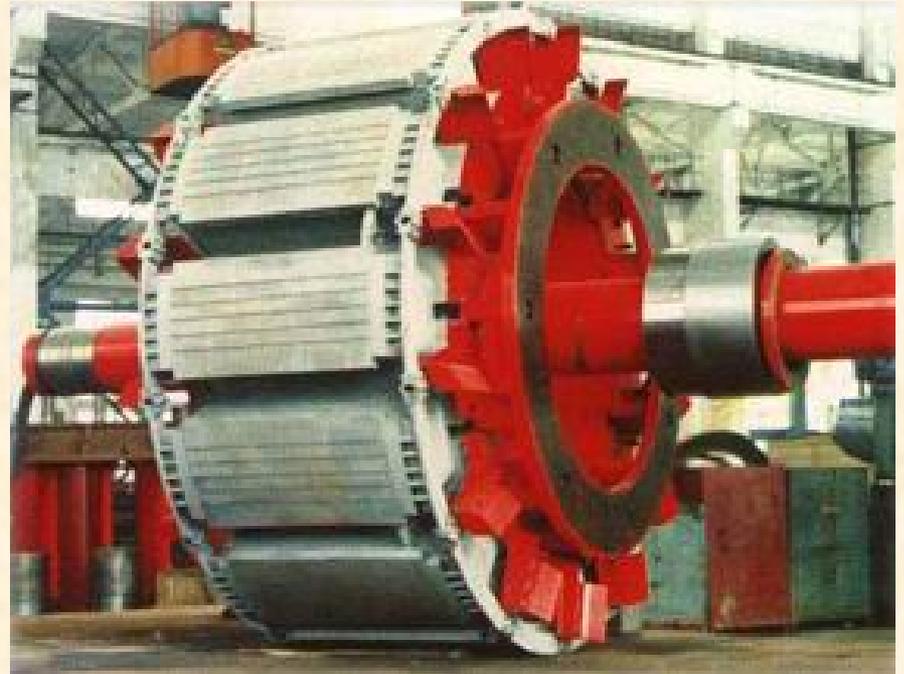
7.1.2 电路部分

(3) 阻尼绕组

- 大型同步电机阻尼绕组均设于凸极转子磁极表面。

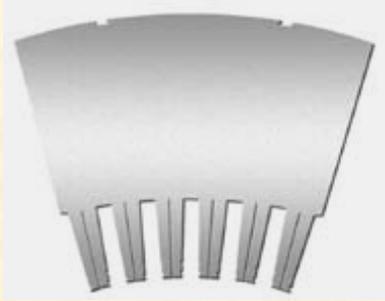


凸极转子示意图

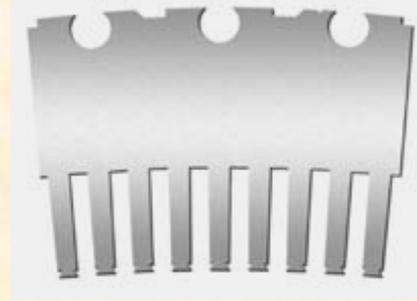


凸极转子装配

7.1.3 磁路部分



汽轮发电机定子冲片



水轮发电机定子冲片及转子冲片

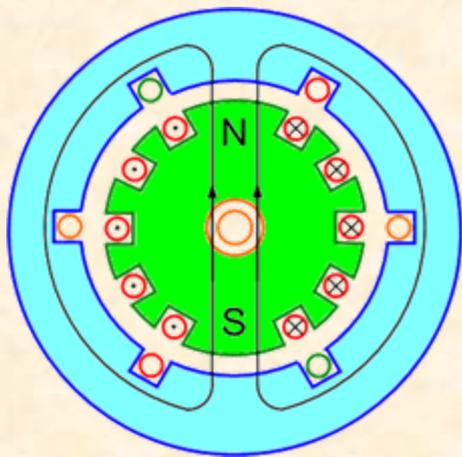


汽轮发电机转子铁芯



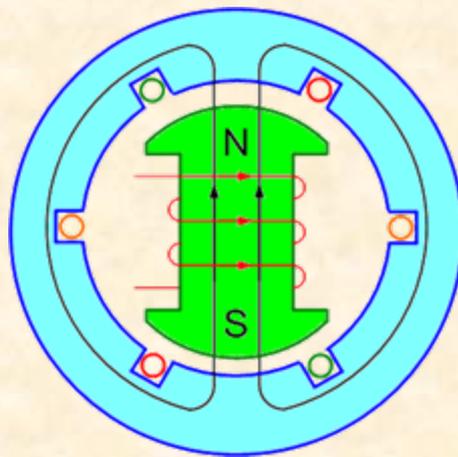
水轮发电机转子装配

7.1.3 磁路部分



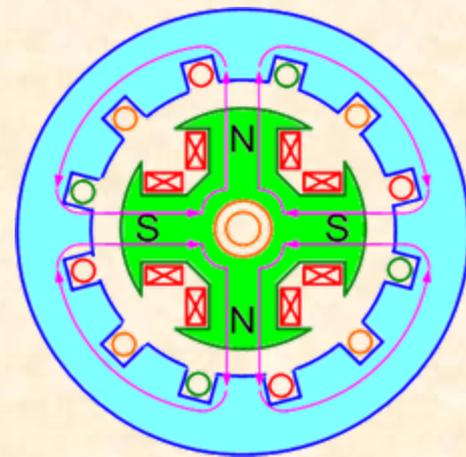
$p=1$

隐极同步电机示意图



$p=1$

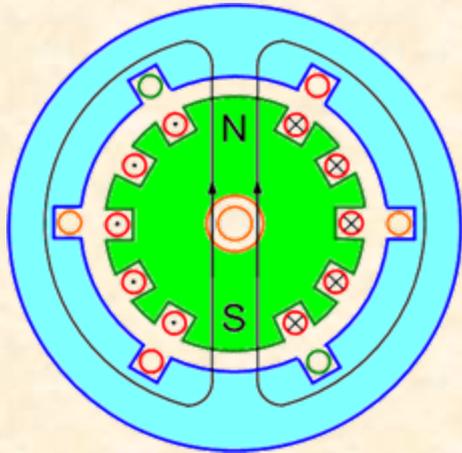
凸极同步电机示意图



$p=2$

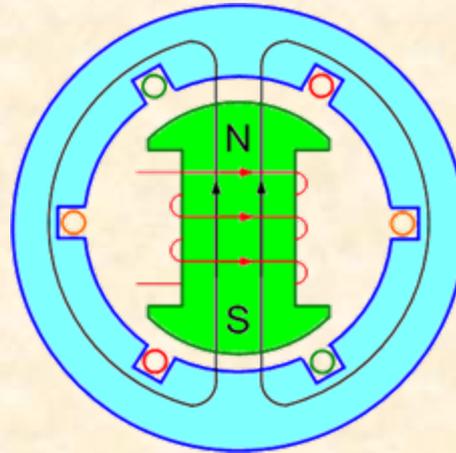
- **主磁通**：穿过气隙同时与定、转子绕组相交链的磁通。
- **主磁路**：主磁通流通的路径，由定、转子铁心及气隙三部分组成；需注意气隙虽短，磁阻较大。
- **漏磁通**：包括定、转子漏磁通（图中未画出），特点是仅与自身绕组相交链，漏磁路磁导较小且呈线性。

7.1.4 重点强调的问题



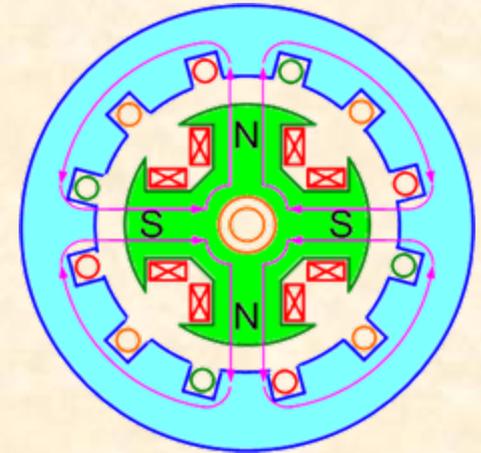
$p=1$

隐极同步电机示意图



$p=1$

凸极同步电机示意图



$p=2$

- 隐极同步电机定、转子之间的气隙是**均匀**的。
- 凸极同步电机定、转子之间的气隙是**不均匀**的，磁极轴线处气隙较短，而磁极与磁极间的中心线处气隙较长。
- 同步电机气隙均匀与否导致了其**分析方法略有不同**。请在第十章的分析中注意加以区分。

7.2 同步电机的基本工作原理

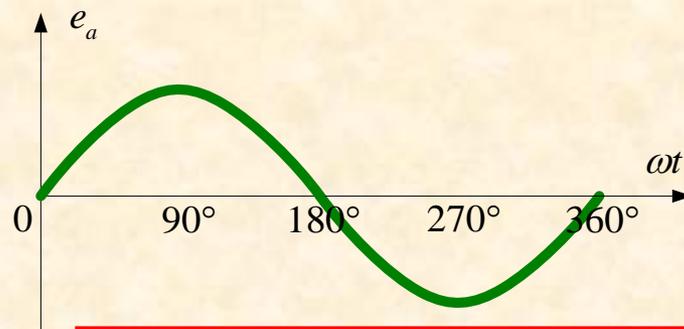
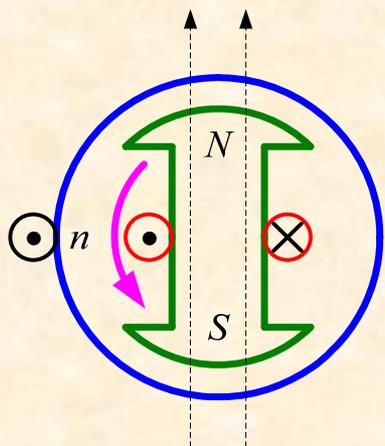
7.2.1 同步发电机的基本工作原理

7.2.2 同步电动机的基本工作原理

7.2.3 同步调相机的基本工作原理

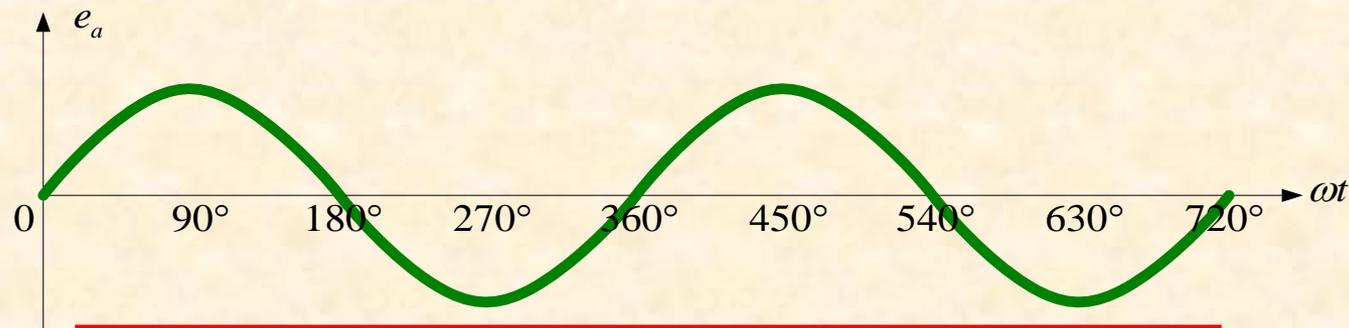
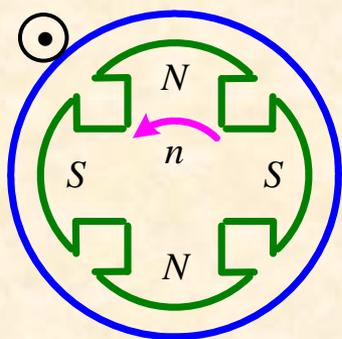
7.2.4 同步电机特点小结

7.2.1 同步发电机的基本工作原理



不妨设：气隙磁场按正弦规律分布且幅值恒定。

转子若为一对磁极，转子每旋转一圈，定子导体中感应电动势变化一个周波。



转子若为两对磁极，转子每旋转一圈，定子导体中感应电动势变化两个周波。

7.2.1 同步发电机的基本工作原理

依此类推：

- 若电机转子有 p 对磁极，则转子每转一周，定子导体中感应电动势变化 p 个周波；
- 若电机转子共有 p 对磁极，而转子每分钟转过 n_1 圈，则定子导体中感应电动势每分钟变化 $n_1 \times p$ 个周波；
- 而频率为**每秒钟变化的周波数**，单位为赫兹（Hz）。
- 即感应电动势的频率为：

$$f_1 = \frac{n_1 p}{60} \quad (\text{Hz})$$

7.2.2 同步电动机的基本工作原理

- 同步电动机的定子三相对称绕组通入三相对称电流，在定、转子间的气隙中产生旋转磁场。
- 旋转磁场的转速 (n_1) 取决于通入电流变化的频率 (f_1) 及电机的极对数 (p)，即：

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} \quad (\text{r / min})$$

- 上述结论将在第九章中详细分析与讨论。
- 当转子绕组通入直流励磁电流后形成的恒定磁场与定子绕组通入交流产生的旋转磁场**极对数相同**时，转子将随定子旋转磁场一起同步旋转，拖动机械负载做功。

7.2.3 同步调相机的基本工作原理

- 同步调相机不是进行有功功率的转换，而是用于无功功率的调节。
- 合理调节无功功率可提高电网的功率因数。
- 同步调相机就原理上而言，相当于空载运行（转轴上不帶机械负载）的同步电动机。
- 关于同步调相机如何进行无功功率的调节，从而达到改善电网功率因数的目的，将在第十一及十二章中分析与讨论。

7.2.4 同步电机特点小结

- **同步电机的特点是：**转子的**转速**与电网的**频率**以及电机的**极对数**三者之间有着固定不变的关系，即：

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} \quad (\text{r/min})$$

或

$$f_1 = \frac{n_1 p}{60} \quad (\text{Hz})$$

- 其中： n_1 为与电源频率以及电机极对数相对应的同步转速，简称同步速。
- 我国电网频率为50Hz，所以：
 - 当： $p = 1$ ，则： $n_1 = 3000(\text{r/min})$
 - 当： $p = 2$ ，则： $n_1 = 1500(\text{r/min})$
 - 三峡680MW水轮发电机 $p = 40$

可求的 $n_1 = 75 (\text{r/min})$

7.3 同步电机的部分额定值

(1) 额定容量或额定功率

- **同步发电机**：指额定运行时输出的视在功率或有功功率

$$S_N (\text{VA}, \text{kVA}, \text{MVA}) \quad P_N (\text{W}, \text{kW}, \text{MW})$$

- **同步电动机**：指额定运行时输出的机械功率

$$P_N (\text{W}, \text{kW}, \text{MW})$$

- **同步调相机**：指额定运行时输出的无功功率

$$S_N (\text{VAR}, \text{kVAR}, \text{MVAR})$$

(2) 额定电压及额定电流 $U_N (\text{V}, \text{kV}); I_N (\text{A}, \text{kA})$

- 特须注意在三相情况下额定电压与额定电流均为**线**值。

(3) 额定功率因数及额定效率 $\cos \varphi_N; \eta_N$

7.3 同步电机的部分额定值

7.3.4 基本关系

- 同步发电机:

$$S_N = \sqrt{3}U_N I_N$$

$$\text{或 } P_N = S_N \cos \varphi_N = \sqrt{3}U_N I_N \cos \varphi_N$$

- 同步电动机:

$$P_N = S_N \cos \varphi_N \eta_N = \sqrt{3}U_N I_N \cos \varphi_N \eta_N$$

- 同步调相机: 指输出无功功率

$$S_N = \sqrt{3}U_N I_N$$

本章要点

- (1) 同步电机的两种不同转子结构的特点。
- (2) 同步电机的三种不同运行状态。
- (3) 同步电机极对数、频率与转速三者间的关系。
- (4) 同步电机的主要额定值及相互间的关系。

第8章 交流电机的绕组和电动势

8.1 三相交流绕组的基本连接方式

8.2 交流绕组中的感应电动势

8.1 三相交流绕组的基本连接方式

8.1.1 对三相交流绕组的基本要求

8.1.2 有关交流绕组的基本术语

8.1.3 引例：三相单层集中整距绕组

8.1.4 三相单层整距分布绕组

8.1.5 三相双层短距分布绕组

8.1.1 对三相交流绕组的基本要求

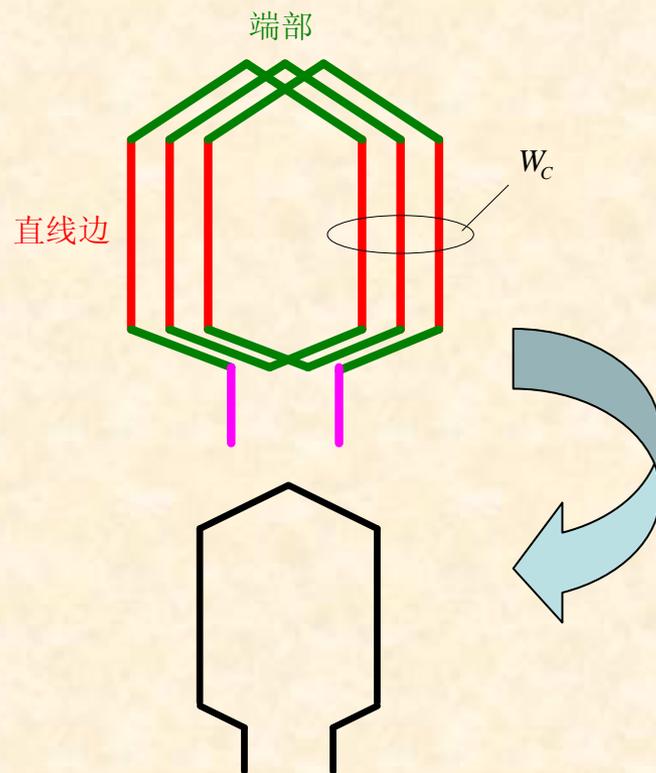
- 三相感应电动势对称，即大小相等且相位互差120度。
- 尽可能大的基波电动势，尽可能小的谐波电动势。
- 散热良好，节省材料。

8.1.2 有关交流绕组的基本术语

首先假设：电机相数为 m ，电机极对数为 p ，定子内圆总槽数为 Z ，定子内圆直径为 D 。

(1) 线圈

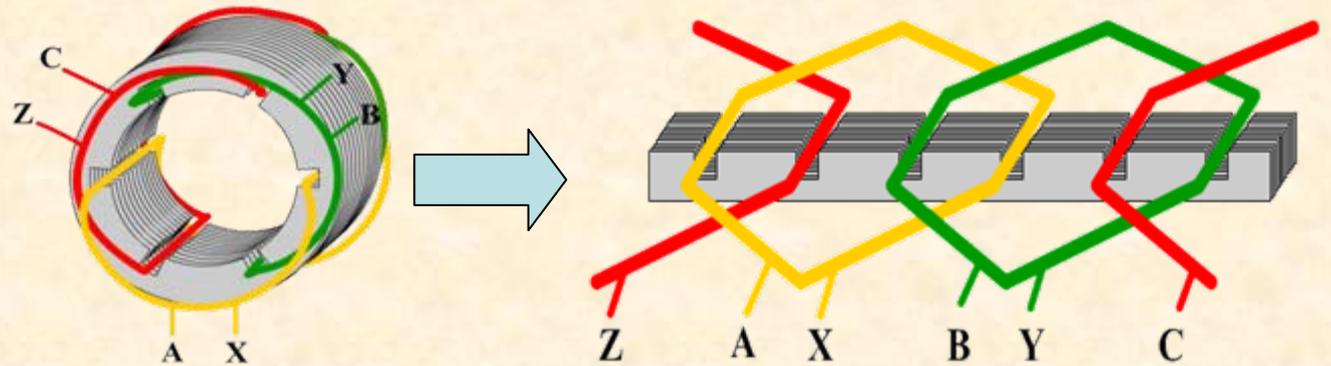
- 又称为元件，是构成绕组的基本单元。
- 由单匝或多匝导线串联而成。
- **直线边**切割气隙磁力线，为产生感应电动势的有效边。
- 非直线边称为**端部**，仅起连接作用。
- 画图时仅用一匝表示。



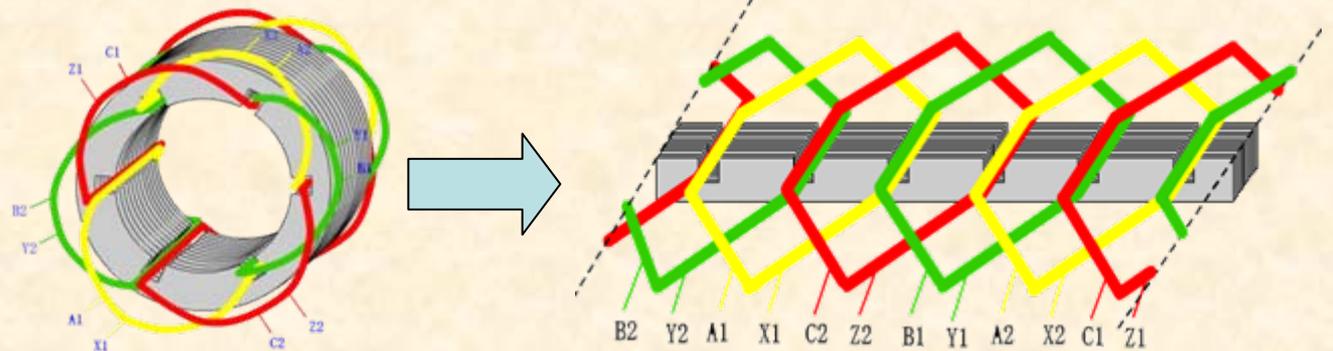
8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(2) 单层或双层绕组

■ 单层绕组



■ 双层绕组



8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(3) 集中、分布、整数槽、分数槽绕组

■ **定义：**每极每相槽数为

$$q = \frac{Z}{2pm}$$

■ 当 $q = 1$ ，称为集中绕组。

■ 当 $q > 1$ ，称为分布绕组。

● 当 $q > 1$ 且为整数，称为整数槽绕组。

● 当 $q > 1$ 且为分数，称为分数槽绕组。

● **分数槽绕组不作要求。**

8.1.2 有关交流绕组的基本术语

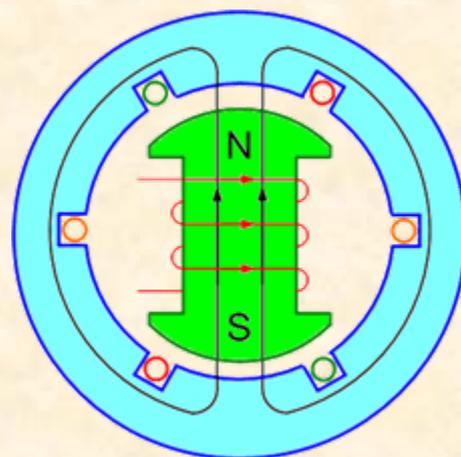
(4) 机械角与空间电角

- 引入空间电角的目的在于方便感应电动势和磁动势分析。
- **定义：**一对磁极所张成的空间称为 360° 空间电角度或 2π 空间电弧度。

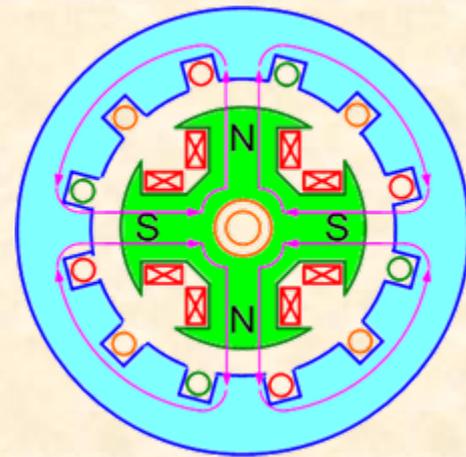
- 空间机械角与电角度的关系为：

$$\alpha_{\text{电}} = p \alpha_{\text{机}}$$

- 可见空间电角度具有一定的抽象性。



$p=1$



$p=2$

- 因为空间电角度（或空间电弧度）与时间电角度（或时间电弧度）相等，所以在叙述中有时不再加以区分。 7

8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(5) 极距

- **定义：**相邻两磁极对应于定子内圆表面的距离称为极距，用 τ 表示。
- 注意极距又有三种表达方式：

- 以定子内圆弧长表示： $\tau = \frac{\pi D}{2p}$

其单位为长度单位。

- 以定子内圆槽数表示： $\tau = \frac{Z}{2p}$

其单位为槽数。

- 以空间电角度或空间电弧度表示： $\tau = 180^\circ$ (或 π)



8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(6) 槽间角

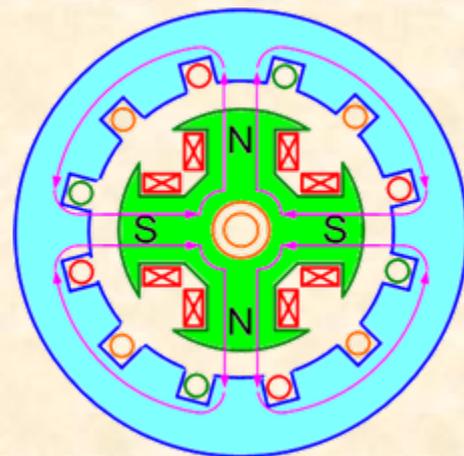
- **定义：**相邻两槽之间的夹角所对应的空间电角度或空间电弧度称为槽间角，用 α 表示。

- 即：
$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z}$$

(7) 相带

- **定义：**每极每相绕组在定子内圆表面所占的范围称为相带，以空间电角度表示。

- 即：
$$q \times \alpha = \frac{Z}{2pm} \times \frac{p \times 360^\circ}{Z} = \frac{180^\circ}{m} \quad \begin{cases} \text{当 } m = 3 \\ q \times \alpha = 60^\circ \end{cases}$$

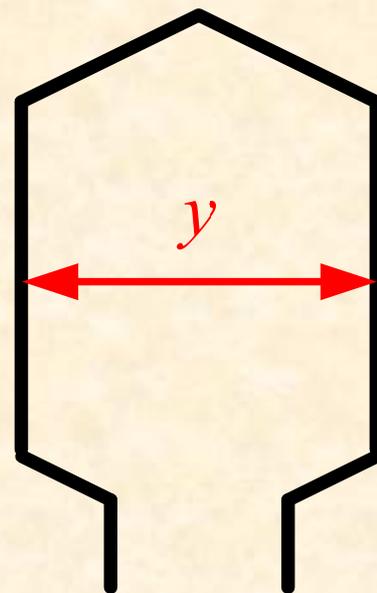


$p=2$

8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(8) 线圈节距

- **定义：**每个线圈两个有效边在定子内圆表面所跨的距离称为线圈的节距，用 y 表示。
- 线圈的节距与极距一样有三种表达方式。
 - 以定子内圆的弧长表示。
 - 以定子内圆的槽数表示。
 - 以空间电角度或空间电弧度表示。
- 特别是：
 - 当 $y = \tau$ 称为整距线圈。
 - 当 $y > \tau$ 称为长距线圈。
 - 当 $y < \tau$ 称为短距线圈。



8.1.2 有关交流绕组的基本术语

(9) 有关交流绕组的基本术语汇总

- 线圈
- 单层或双层绕组
- 集中绕组、分布绕组、整数槽绕组、分数槽绕组
- 机械角与空间电角
- 极距
- 槽间角
- 相带
- 线圈节距

这些术语对第八章及第九章的学习十分重要，希望认真理解并加以掌握。

8.1.3 引例：三相单层集中整距绕组

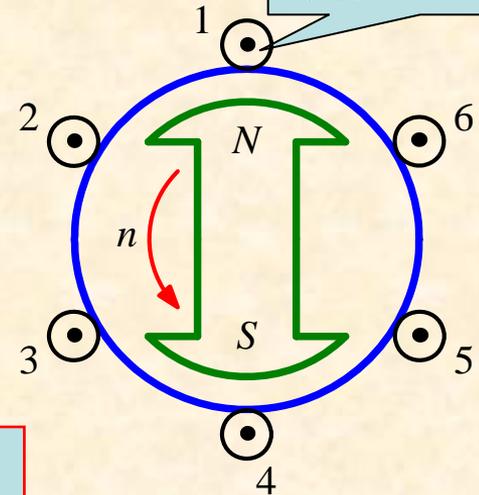
(1) 已知 $p = 1$ $m = 3$ $q = 1$

(2) 相关计算

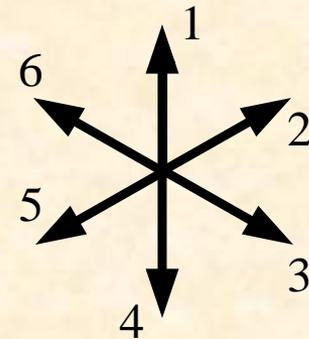
$$\left\{ \begin{array}{l} Z = q \times 2pm = 6 \\ \alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z} = 60^\circ \\ \tau = \frac{Z}{2p} = 3 \\ y = \tau = 3(1 \sim 4) \end{array} \right.$$

(3) 做槽电动势星形图

感应电动势
规定正方向

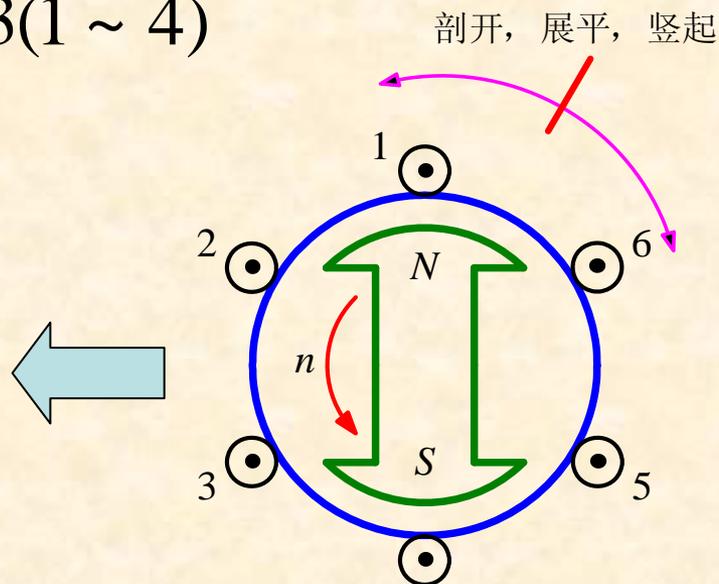
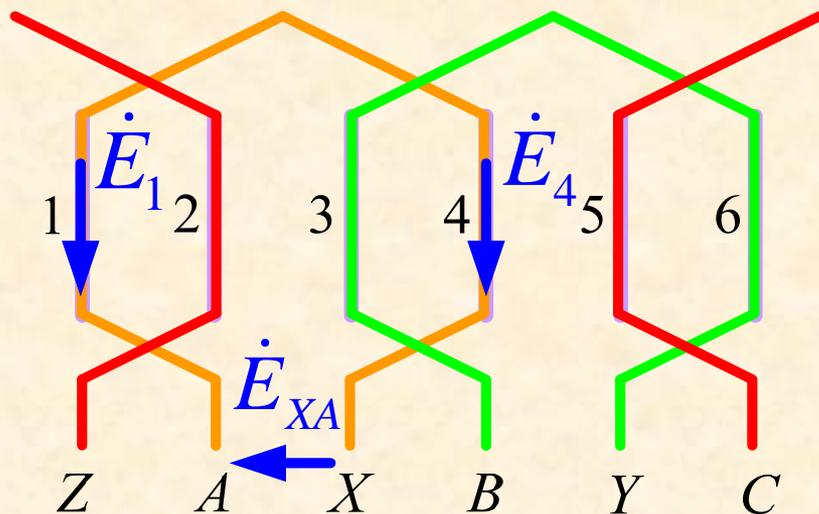


2号槽中的
导体感应电动势
落后于1号槽，并
以此类推



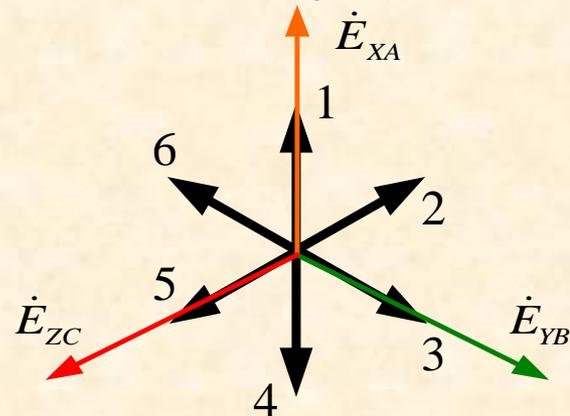
8.1.3 引例：三相单层集中整距绕组

(4) 做绕组展开图 $y = \tau = 3(1 \sim 4)$



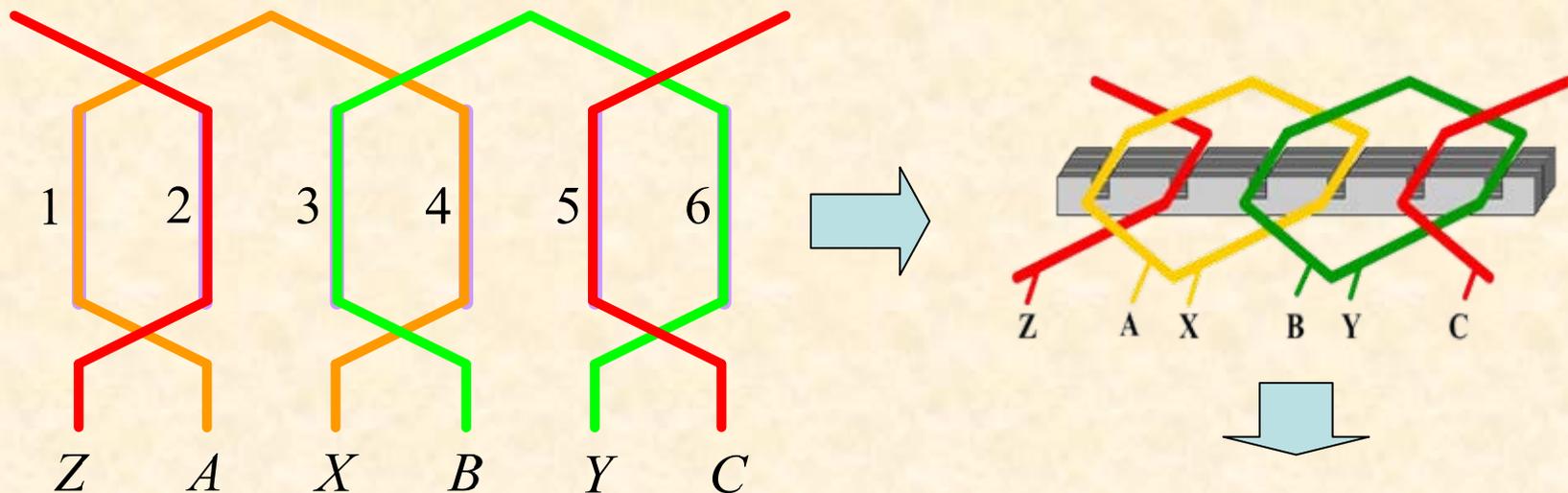
(5) 每相感应电动势

$$\begin{cases} \dot{E}_{XA} = \dot{E}_1 - \dot{E}_4 = \dot{E}_1 + (-\dot{E}_4) \\ \dot{E}_{YB} = \dot{E}_3 - \dot{E}_6 = \dot{E}_3 + (-\dot{E}_6) \\ \dot{E}_{ZC} = \dot{E}_5 - \dot{E}_2 = \dot{E}_5 + (-\dot{E}_2) \end{cases}$$



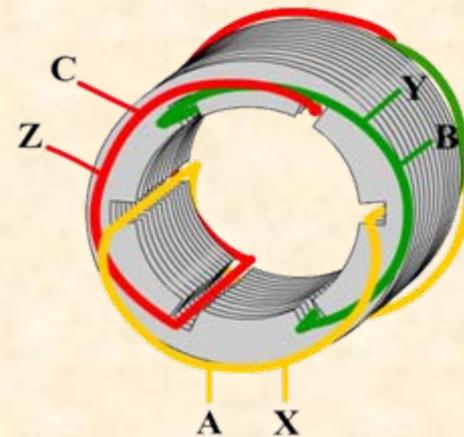
8.1.3 引例：三相单层集中整距绕组

(6) 三相绕组在定子铁心中的实际安放



(7) 单层集中整距绕组的缺点

- 导线集中不利于绕组散热。
- 集中绕组感应电动势波形不佳。

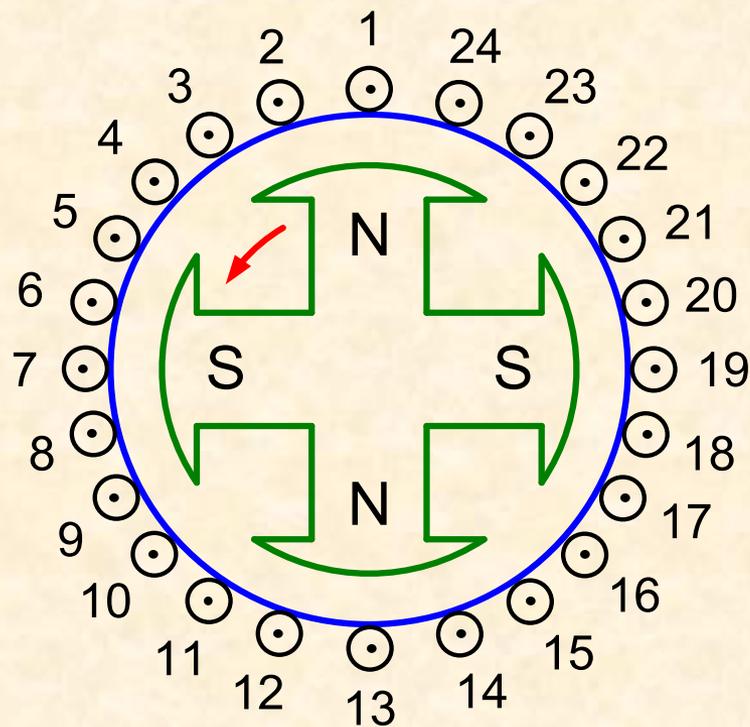


8.1.4 三相单层整距分布绕组

(1) 已知 $p = 2$ $m = 3$ $Z = 24$ $y = \tau$

(2) 相关计算

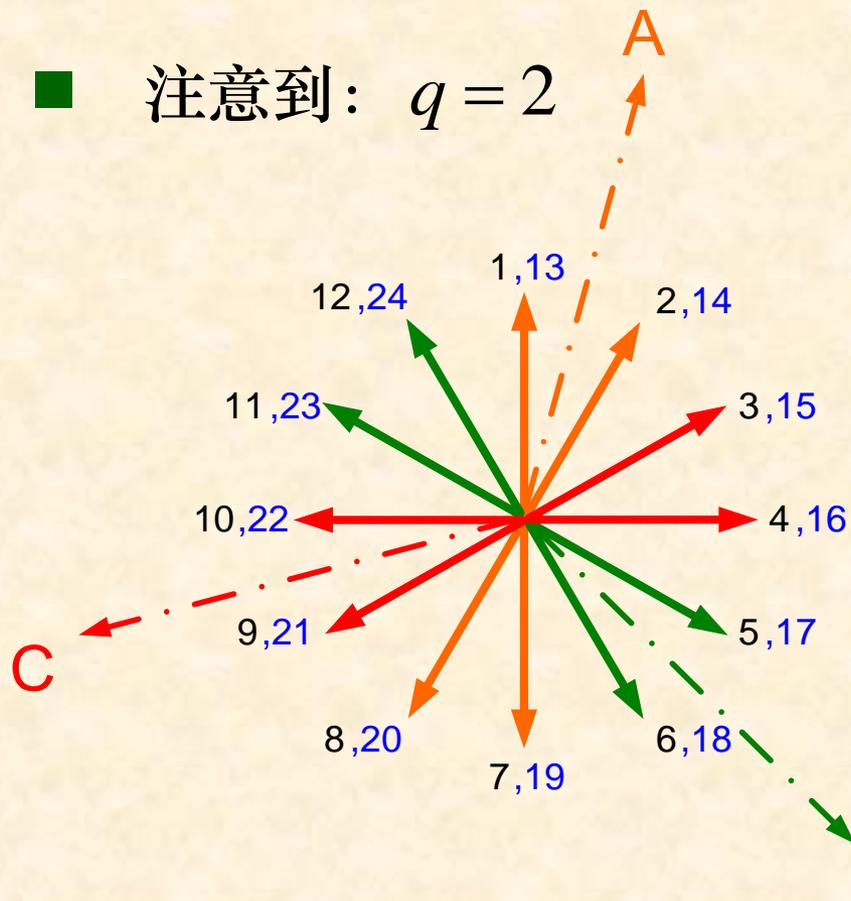
$$\left\{ \begin{array}{l} q = \frac{Z}{2pm} = 2 \\ \alpha = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = 30^\circ \\ \tau = \frac{Z}{2p} = 6 \\ y = \tau = 6(1 \sim 7) \end{array} \right.$$



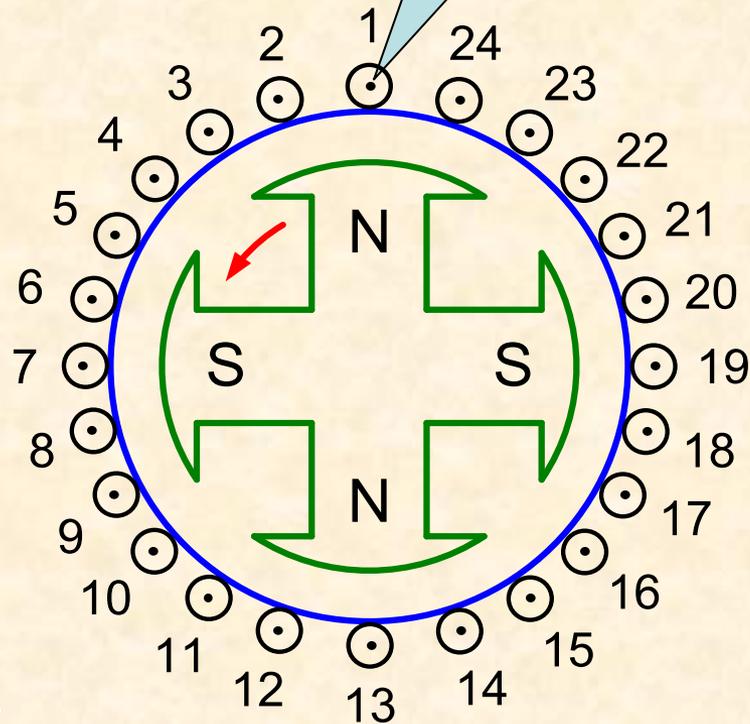
8.1.4 三相单层整距分布绕组

(3) 做槽电动势星形图并分相

■ 注意到： $q = 2$



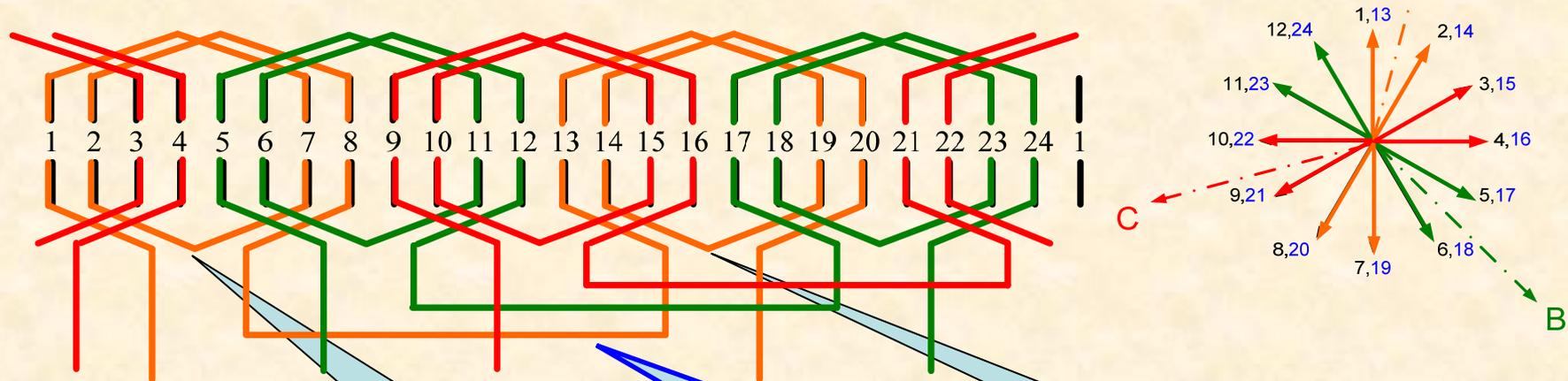
感应电动势
规定正方向



■ 又注意到： $y = \tau = 6(1 \sim 7)$

8.1.4 三相单层整距分布绕组

(4) 做绕组展开图 (单层叠绕组, $y = 6$)



(5) 结论

线圈组1

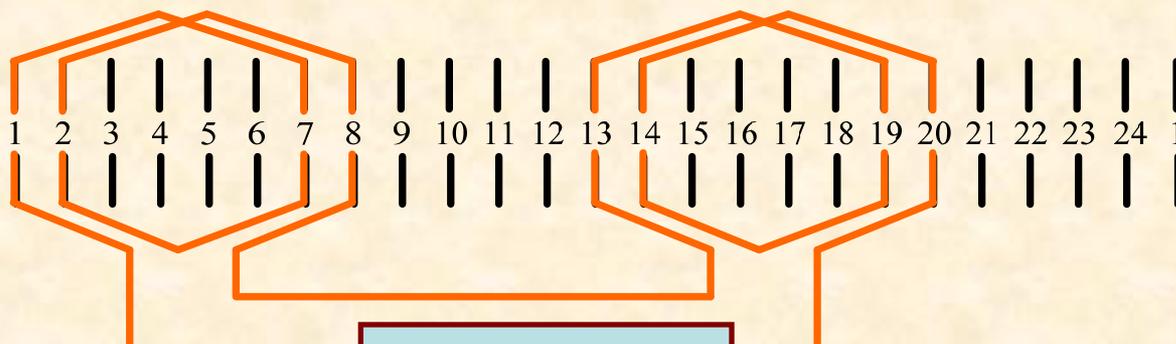
两者串联

线圈组2

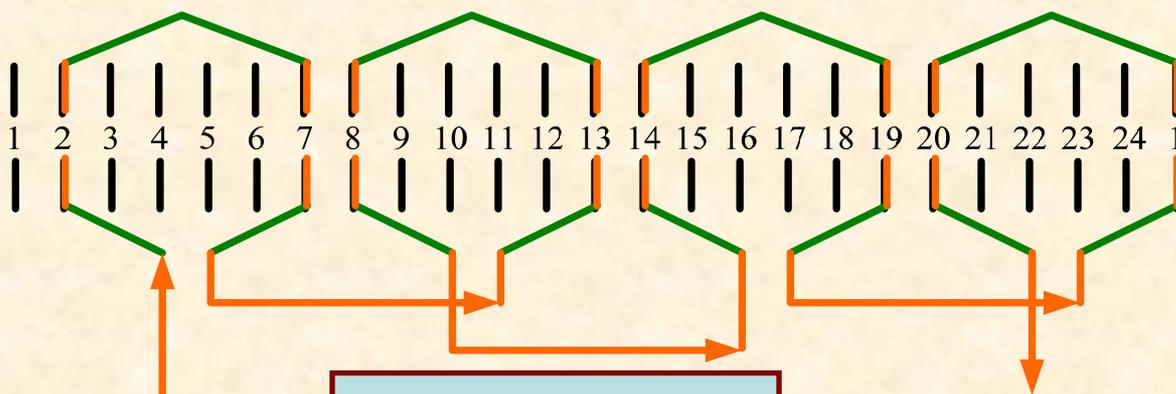
- 每个线圈组由 q 个匝数为 W_C 的线圈串联而成。
- 每对极每相仅有一个线圈组。
- 整个电机每相共有 p 个线圈组。
- 每相 p 个线圈组可串可并, 则最大并联支路数为 p 。

8.1.4 三相单层整距分布绕组

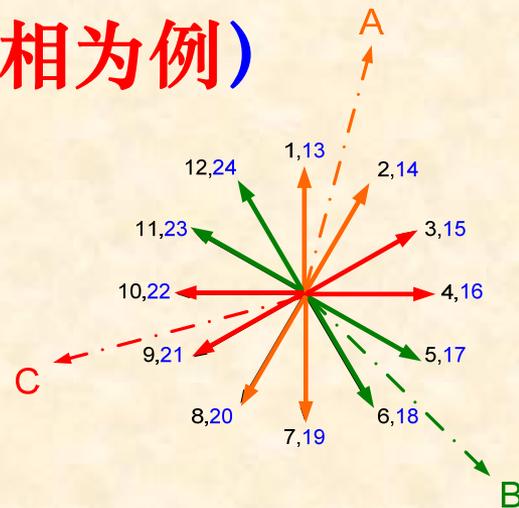
(6) 单层绕组的不同端接方式 (仅以A相为例)



单层叠绕组



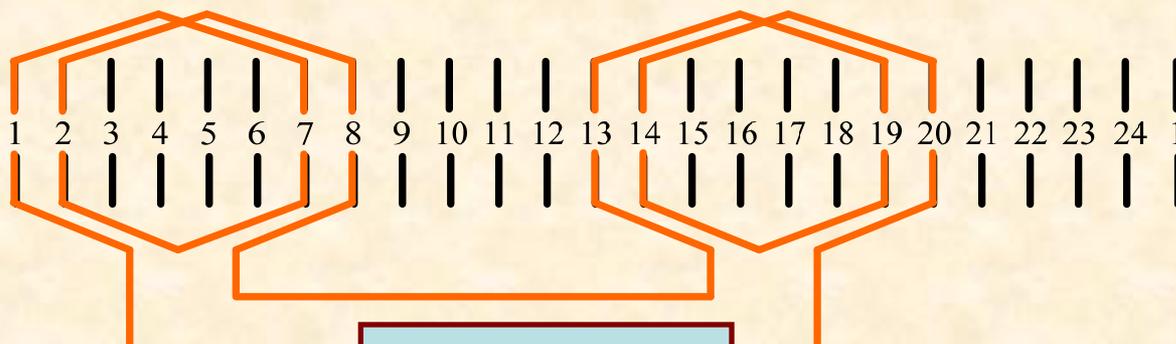
单层链式绕组



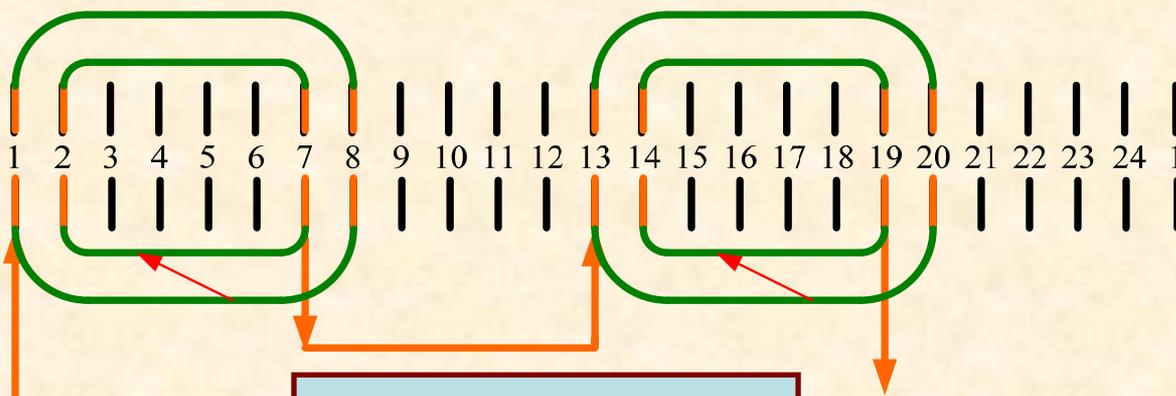
单层绕组可以采取不同端接方式的数学原理为加法满足交换律。

8.1.4 三相单层整距分布绕组

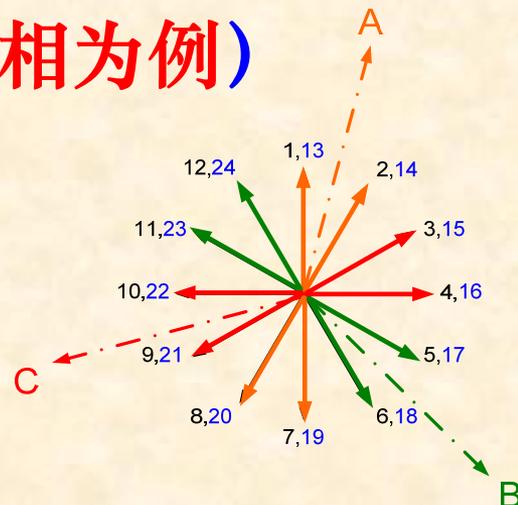
(6) 单层绕组的不同端接方式 (仅以A相为例)



单层叠绕组



单层同心式绕组



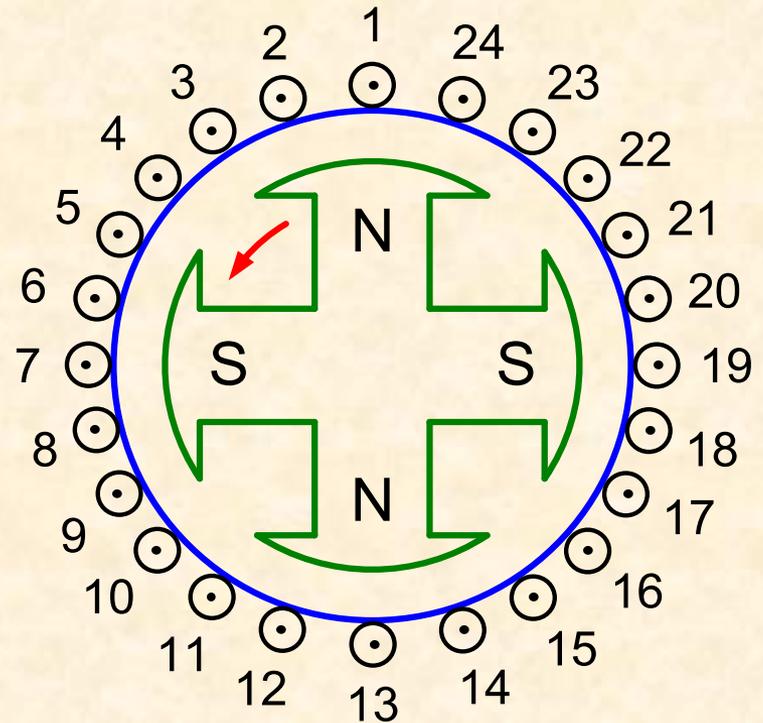
单层绕组的不同端接方式虽然改变了线圈的节距，但在计算感应电动势时与整距线圈完全相同。

8.1.5 三相双层短距分布绕组

(1) 已知 $p = 2$ $m = 3$ $Z = 24$ $y = 5(1 \sim 6)$

(2) 相关计算

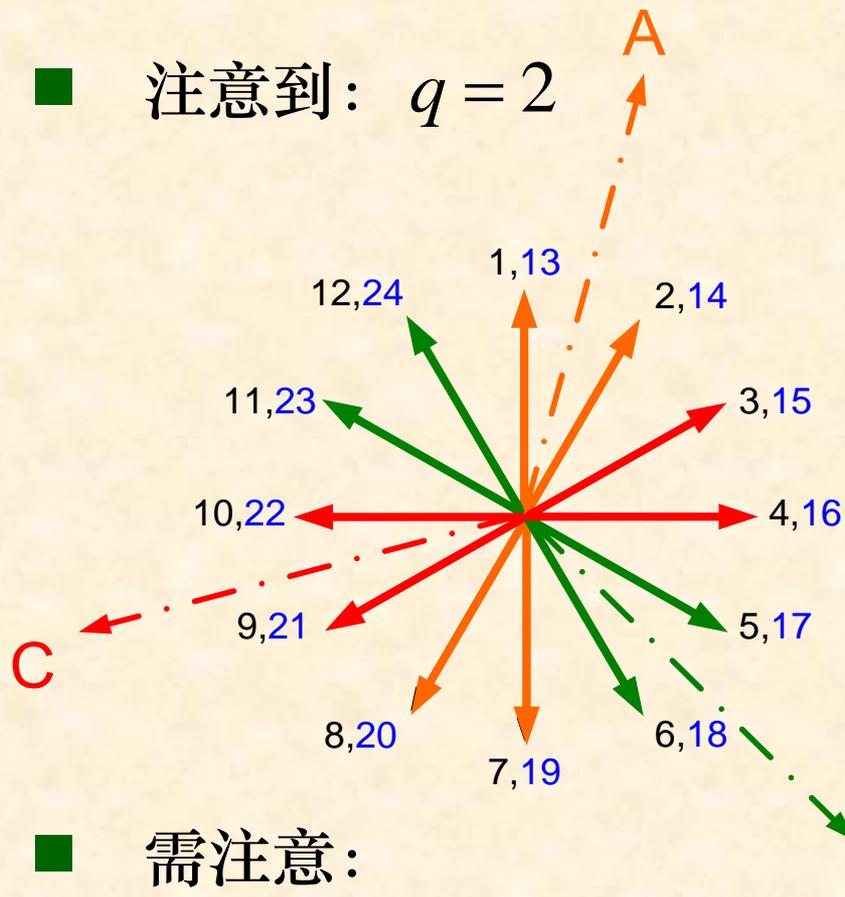
$$\left\{ \begin{array}{l} q = \frac{Z}{2pm} = 2 \\ \alpha = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = 30^\circ \\ \tau = \frac{Z}{2p} = 6 > y \end{array} \right.$$



8.1.5 三相双层短距分布绕组

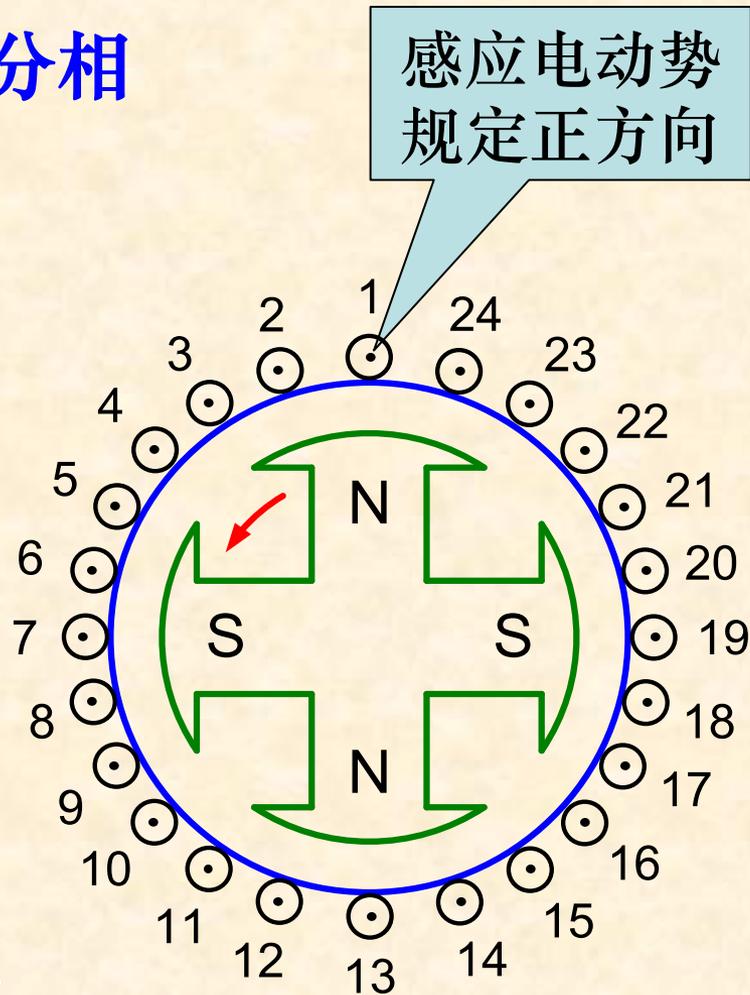
(3) 做线圈电动势星形图并分相

■ 注意到： $q = 2$



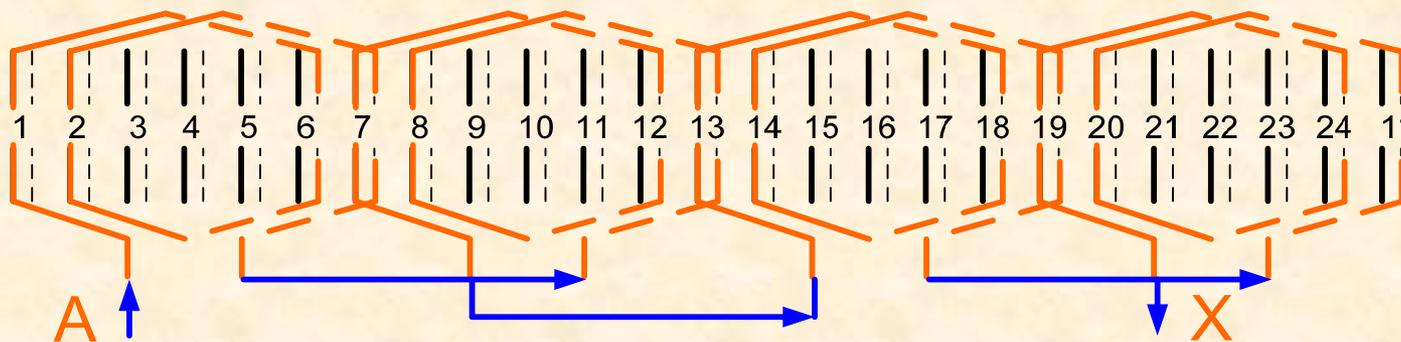
■ 需注意：

双层时相量“1”代表上元件边在1号槽的线圈电动势。



8.1.5 三相双层短距分布绕组

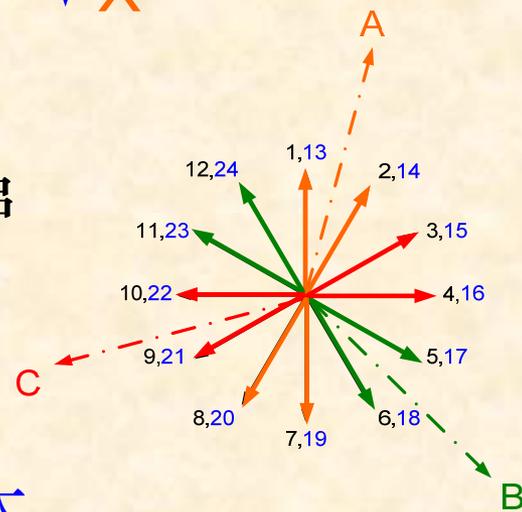
(4) 做绕组展开图 (双层叠绕组, $y = 5$, A相)



虚线代表下元件边
实线代表上元件边

(5) 结论

- 每个线圈组由 q 个匝数为 W_C 的线圈串联而成。
- 每对极每相含有两个线圈组。
- 整个电机每相共有 $2p$ 个线圈组。
- 每相 $2p$ 个线圈组可串可并, 则每相最大并联支路数为 $2p$ 。



8.2 交流绕组中的感应电动势

8.2.1 空间坐标的建立及气隙磁密的分布

8.2.2 导体中的感应电动势

8.2.3 线圈的电动势及节距因数

8.2.4 线圈组的电动势及分布因数

8.2.5 相电动势及线电动势

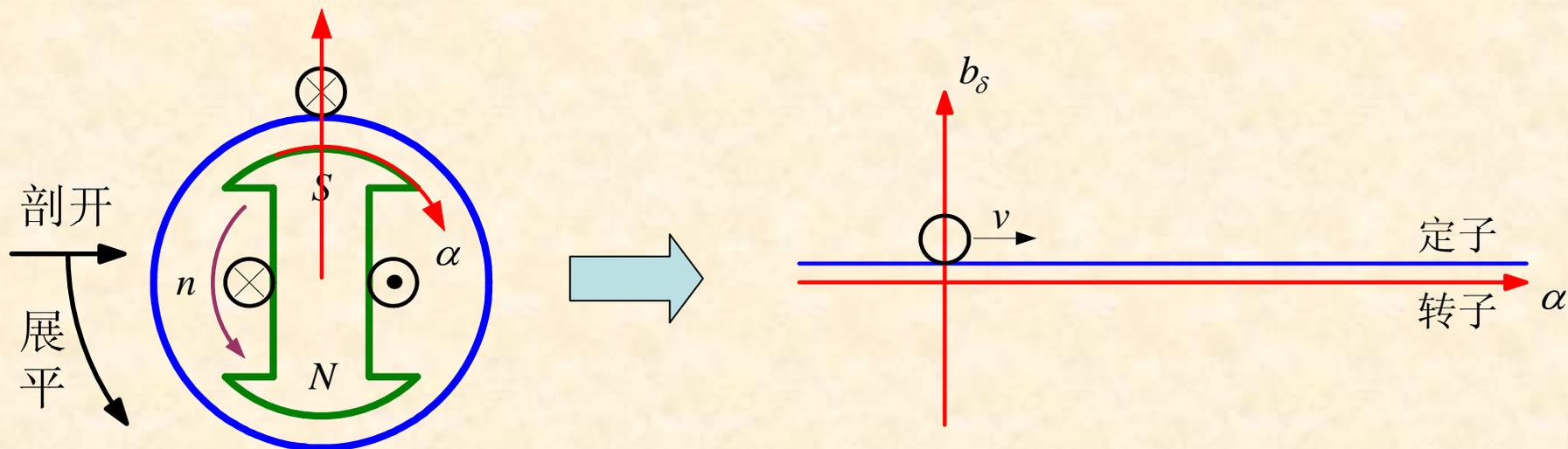
8.2.6 交流绕组电动势与变压器电动势的比较

8.2.7 基波电动势与磁通链间的相位关系

8.2.1 空间坐标的建立及气隙磁密的分布

(1) 气隙磁场的产生及空间坐标的建立

- 本章分析中气隙磁场仅由转子励磁产生。
- **纵坐标**：设在转子磁极轴线，气隙磁密由定子到转子为正。



- **横坐标**：设在转子表面，顺时针方向为正（注意此时假设转子逆时针旋转），以空间电角度表示。

8.2.1 空间坐标的建立及气隙磁密的分布

(2) 气隙磁密的空间分布及其表达式

■ 因为： $b_{\delta} = f(\alpha) = f(-\alpha) = -f(\pi + \alpha)$

■ 所以： $b_{\delta} = \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} C_v \cos(v\alpha)$

■ 分析表明：

$$C_v = B_{vm} \sin\left(v \frac{\pi}{2}\right)$$

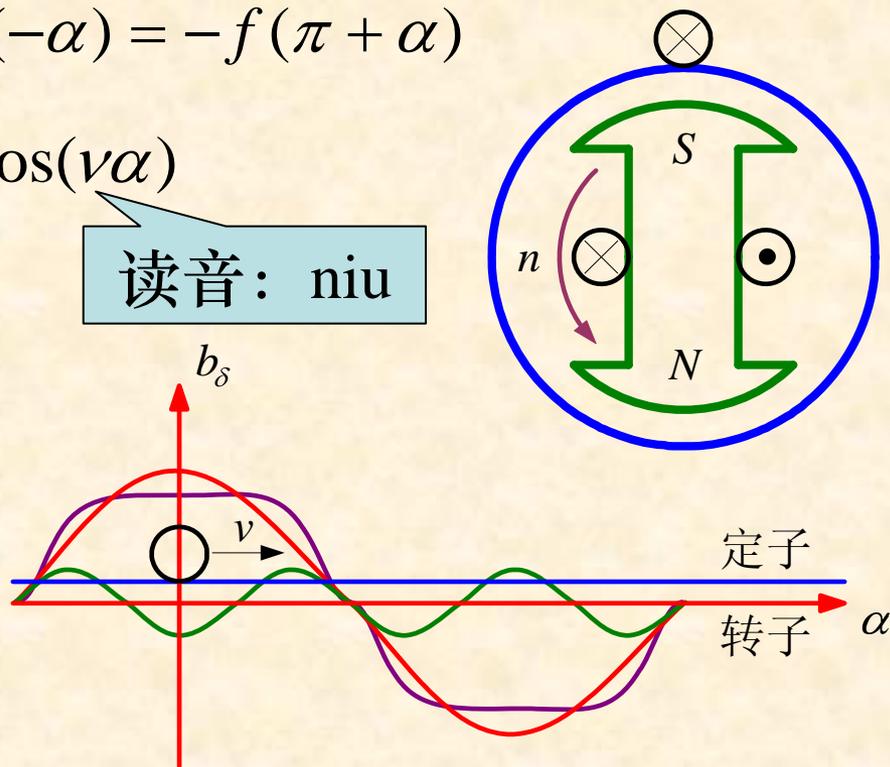
($v = 1, 3, 5, 7, 9 \dots$)

■ 则有：

$$b_{\delta} = \sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(B_{vm} \sin v \frac{\pi}{2} \right) \cos v\alpha$$

$$= B_{1m} \cos \alpha - B_{3m} \cos 3\alpha + B_{5m} \cos 5\alpha + \dots = f(\alpha)$$

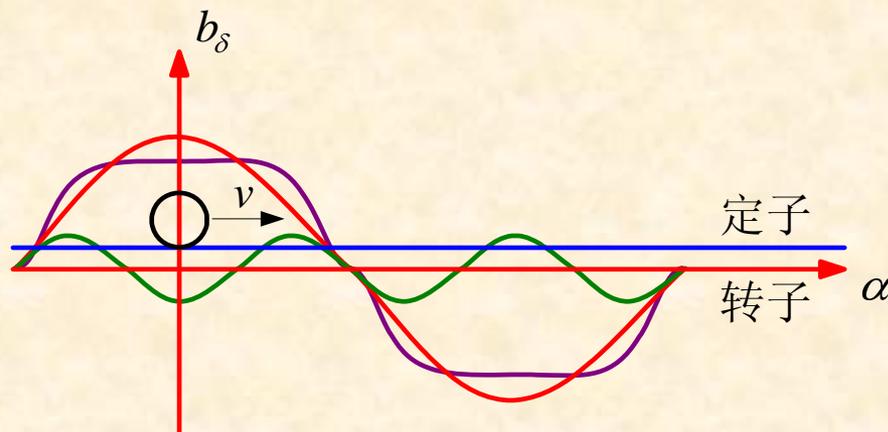
■ 上式表明气隙磁密为空间电角度的函数。



8.2.1 空间坐标的建立及气隙磁密的分布

(3) 基波磁密与谐波磁密间的关系

- 励磁磁场的基波磁密及各次谐波磁密在空间上均按正弦规律分布。（注意此时谐波是指空间谐波）
- 当励磁电流不变时，基波磁密以及各次谐波磁密幅值均不变，且随转子一起旋转。
- 若已知转子的转速、基波磁密的极对数、极距和槽间角，则：



$$p_v = vp \quad n_v = n_1$$

$$f_v = \frac{n_v p_v}{60} = v f_1 \quad \tau_v = \frac{\tau}{v} \quad \alpha_v = \frac{p_v \cdot 360^\circ}{Z} = v\alpha$$

8.2.2 导体中的感应电动势

(1) 瞬时值

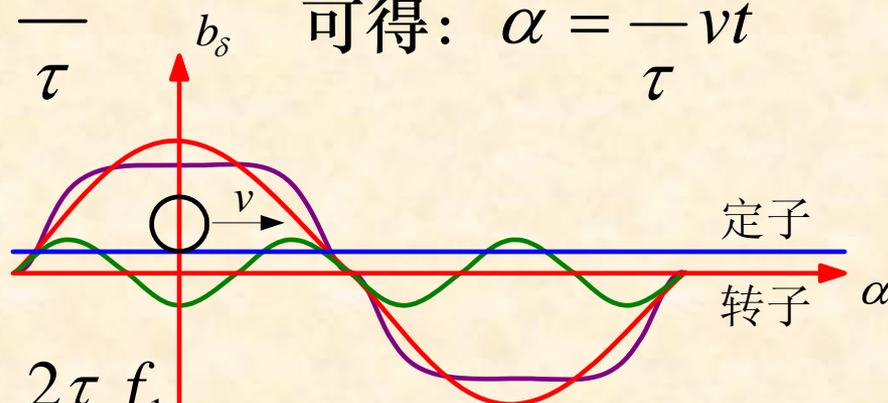
■ 由： $e_a = b_\delta lv$ 可得： $e_a = lv \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} (B_{\nu m} \sin \nu \frac{\pi}{2}) \cos \nu \alpha$

其中：变量 α 为经过时间 t 时导体相对于气隙磁密的位置。

■ 注意到： $\left. \begin{array}{l} \alpha \Rightarrow \nu t \\ \pi \Rightarrow \tau \end{array} \right\} \frac{\alpha}{\pi} = \frac{\nu t}{\tau}$ 可得： $\alpha = \frac{\pi}{\tau} \nu t$

其中： $\nu = \frac{\pi D n_1}{60}$

$= \frac{\pi D}{2p} \cdot \frac{2pn_1}{60} = 2\tau f_1$



空间电角度等于时间电角度

■ 则： $\alpha = \frac{\pi}{\tau} \nu t = \frac{\pi}{\tau} \cdot 2\tau f_1 \cdot t = 2\pi f_1 \cdot t = \omega_1 t$

8.2.2 导体中的感应电动势

(1) 瞬时值

- 由： $\alpha = \omega_1 t$ 说明：空间电角度等于时间电角度。

- 结果：
$$e_a = lv \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} (B_{\nu m} \sin \nu \frac{\pi}{2}) \cos(\nu \alpha)$$
$$= lv \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} (B_{\nu m} \sin \nu \frac{\pi}{2}) \cos(\nu \omega_1 t) = f(t)$$

- 此式重点表明：
 - 虽然导体的位置是**空间的函数**；
 - 但是导体中的感应电动势则为**时间的函数**；
 - 导体在空间上的相位差将导致其中感应电动势在时间上的相位差。

8.2.2 导体中的感应电动势

(1) 瞬时值

■ 帮助建立**时空观**的实例

- 我们乘坐在飞驰的列车上，随着列车的行驶我们相对大地的空间位置在时刻发生着变化；



- 而我们通过视觉观看到的窗外美景，却随时间的推移在我们脑海中不断的发生着闪变。

- 关键是应该注意到：沿着列车行进方向，前面的景物我们将较迟看到。

- 即空间位置越超前，其感应到的时间越滞后。

8.2.2 导体中的感应电动势

(1) 瞬时值

- 帮助建立**时空观**的实例

- 也可以换一种说法：

列队的新兵在车站月台上等候列车进站，当列车进站时，沿着列车的行进方向越靠前的士兵将越迟看到列车。



- 对于同步电机定子绕组而言则可以总结为：

定子上的导体顺转子磁极转向在空间上超前多少**空间电角度**，则其中的感应电动势在时间上相应滞后同样的**时间电角度**。

8.2.2 导体中的感应电动势

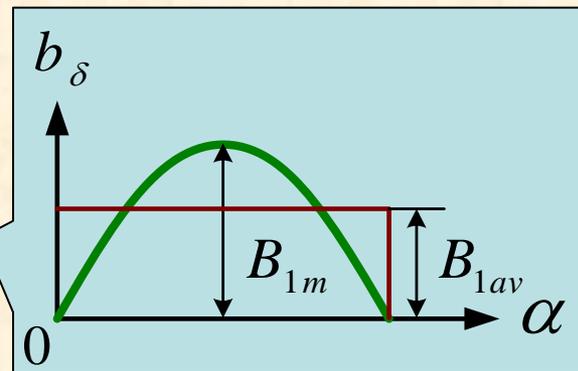
$$e_a = l v \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} (B_{\nu m} \sin \nu \frac{\pi}{2}) \cos(\nu \omega_1 t)$$

(2) 有效值

■ 基波电动势有效值: $E_{a1} = \frac{B_{1m} \cdot l \cdot v}{\sqrt{2}}$

注意到: $\nu = 2\tau f_1$ $B_{1m} = \frac{\pi}{2} B_{1av}$

得: $E_{a1} = \frac{\frac{\pi}{2} B_{1av} \cdot l \cdot 2\tau f_1}{\sqrt{2}} \approx 2.22 f_1 \phi_1$



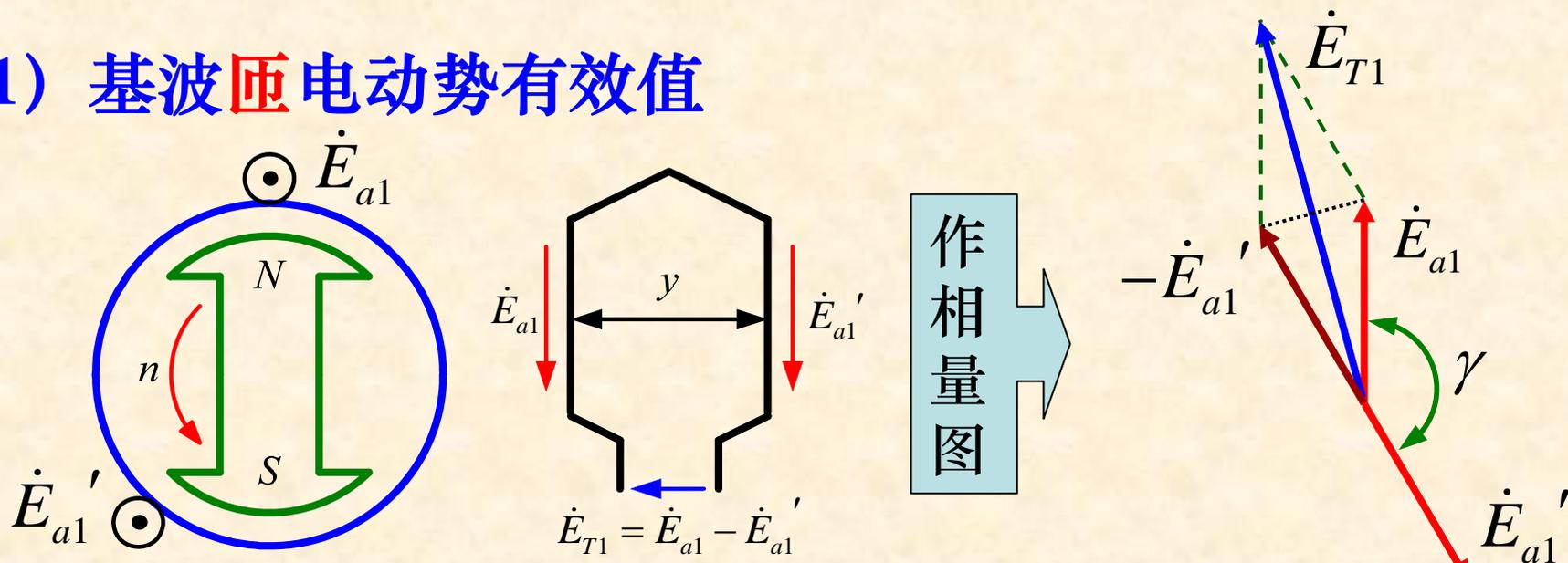
每极基波磁通量

■ 同理可得谐波电动势有效值:

$E_{av} = 2.22 f_\nu \phi_\nu$ 每极 ν 次谐波磁通量 ($f_\nu = \nu f_1$)

8.2.3 线圈的电动势及节距因数

(1) 基波匝电动势有效值



■ 由相量图得：
$$E_{T1} = 2E_{a1} \cos \frac{180^\circ - \gamma}{2} = 2E_{a1} \sin \frac{\gamma}{2}$$

■ 注意到：
$$\left. \begin{array}{l} \gamma \Rightarrow y \\ 180^\circ \Rightarrow \tau \end{array} \right\} \frac{\gamma}{180^\circ} = \frac{y}{\tau} \Rightarrow \gamma = \frac{y}{\tau} 180^\circ$$

■ 则：
$$E_{T1} = 2E_{a1} \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ = 2E_{a1} k_{y1}$$
 基波节距因数

8.2.3 线圈的电动势及节距因数

(2) 线圈基波电动势有效值

- 线圈是由空间位置相同的 W_C 匝导线串联而成，则：

$$E_{C1} = W_C E_{T1} = W_C \times 2E_{a1} \times k_{y1} = 4.44 f_1 W_C k_{y1} \phi_1$$

其中： $k_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ$ 称为基波节距因数

(3) 线圈谐波电动势有效值

$$E_{C\nu} = W_C E_{T\nu} = 4.44 f_\nu W_C k_{y\nu} \phi_\nu$$

其中： $k_{y\nu} = \sin \frac{y}{\tau_\nu} 90^\circ = \sin \frac{y}{\tau/\nu} 90^\circ = \sin \frac{\nu y}{\tau} 90^\circ$

称为 ν 次谐波节距因数

8.2.3 线圈的电动势及节距因数

(4) 关于节距因数的讨论

■ 节距因数的含义：
$$\text{节距因数} = \frac{\text{某次谐波非整距匝电势}}{\text{该次谐波整距匝电势}} < 1$$

■ 适当改变线圈节距可有效改善感应电动势的波形。

● 例如为消除五次谐波电势，可令：
$$k_{y5} = \sin \frac{5y}{\tau} 90^\circ = 0$$

解得：
$$y = \frac{2}{5}\tau \quad y = \frac{4}{5}\tau \quad y = \frac{6}{5}\tau \quad \dots\dots\dots$$

● 为使基波电动势较大并且节约材料，应取**接近于整距的短距**为宜。

■ 一般要消除 ν 次谐波，应取：
$$y = \left(\frac{\nu-1}{\nu}\right)\tau = \left(1 - \frac{1}{\nu}\right)\tau$$

8.2.3 线圈的电动势及节距因数

(5) 关于节距因数的举例

- 已知电机极距为30槽，若消除五次谐波电势，线圈节距应为 **24** 槽，此时基波电势为线圈整距时的 **0.9511** 倍，七次谐波的节距因数为 **0.5878**。若同时削弱五、七次谐波电势，线圈节距应为 **25** 槽，此时基波电势为线圈整距时的 **0.9659** 倍，五次谐波的节距因数 **0.2588**，七次谐波的节距因数为 **0.2588**。
- 一台十二极电机定子上相距 150° 空间电角度放置两根导体，当转子以600转/分旋转时测得每根导体感应的基波电势有效值为10伏，现将两根导体组成线匝，则匝电势基波有效值为 **19.3185** 伏，其频率为 **60** 赫兹。

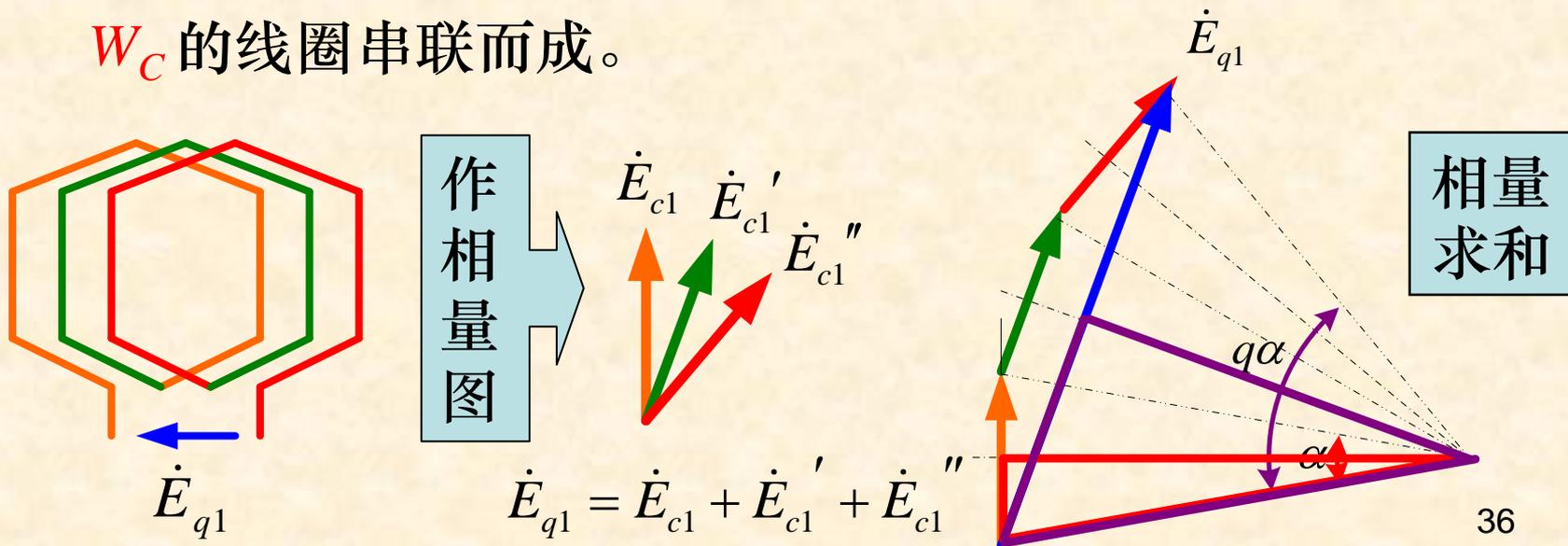
8.2.4 线圈组的电动势及分布因数

(1) 线圈组基波电动势有效值

■ 不妨设: $p = 2$ $m = 3$ $Z = 36$

■ 可求得: $q = \frac{Z}{2pm} = 3$ $\alpha = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = 20^\circ$

■ 显而易见, 线圈组是由 q 个空间位置不同且匝数均为 W_C 的线圈串联而成。



8.2.4 线圈组的电动势及分布因数

(1) 线圈组基波电动势有效值

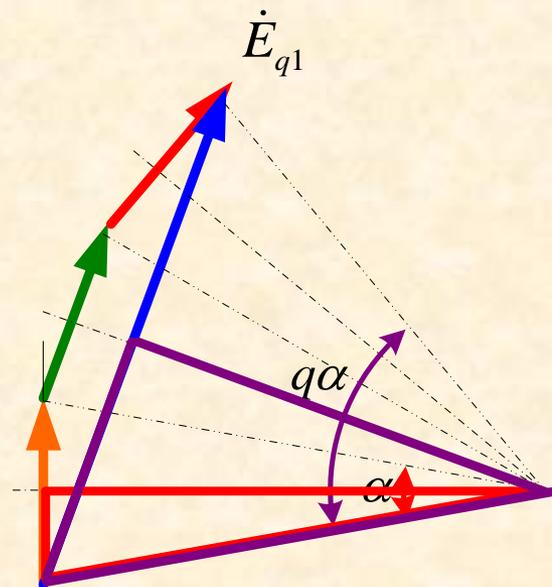
■ 由图可得：
$$E_{q1} = 2 \cdot \frac{E_{c1}}{\sin \frac{\alpha}{2}} \sin \frac{q\alpha}{2} = q \cdot E_{c1} \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = qE_{c1} k_{q1}$$

■ 其中：
$$k_{q1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}}$$
 称为基波分布因数

■ 结果：
$$E_{q1} = 4.44 f_1 q W_C k_{y1} k_{q1} \phi_1$$

$$= 4.44 f_1 q W_C k_{w1} \phi_1$$

■ 其中：
$$k_{w1} = k_{y1} k_{q1}$$
 称为基波绕组因数



8.2.4 线圈组的电动势及分布因数

(2) 线圈组谐波电动势有效值

■ 同理可得： $E_{qv} = 4.44 f_v q W_C k_{yv} k_{qv} \Phi_v = 4.44 f_v q W_C k_{Wv} \phi_v$

■ 其中： $k_{Wv} = k_{yv} k_{qv}$ 称为 ν 次谐波绕组因数

■ 再其中： $k_{yv} = \sin \frac{\nu y}{\tau} 90^\circ$ 称为 ν 次谐波节距因数

■ 再其中： $k_{qv} = \frac{\sin q \frac{\nu \alpha}{2}}{q \sin \frac{\nu \alpha}{2}}$ 称为 ν 次谐波分布因数

8.2.4 线圈组的电动势及分布因数

(3) 关于分布因数的讨论

- 分布因数的含义：

$$\text{分布因数} = \frac{q \text{ 个线圈分布某次谐波合成电势}}{q \text{ 个线圈集中该次谐波合成电势}} < 1$$

- 采用分布绕组既有利于绕组散热，又可改善电动势波形。

- 例如当：
$$\begin{cases} q = 3 \\ \alpha = 20^\circ \end{cases} \quad \text{可求得：} \quad \begin{cases} k_{q1} = 0.9598 \\ k_{q5} = 0.2176 \\ k_{q7} = 0.1774 \end{cases}$$

- 可见，适当采用绕组分布可有效改善电动势波形。

8.2.5 相电动势及线电动势

(1) 前期工作小结

- 导体感应电动势有效值的通式 $E_{av} = 2.22 f_v \phi_v$
- 线圈感应电动势有效值的通式 $E_{cv} = 4.44 f_v W_C k_{yv} \phi_v$
- 线圈组感应电动势有效值的通式 $E_{qv} = 4.44 f_v q W_C k_{Wv} \phi_v$
- 通式中当 $\nu=1$ ，即为基波电动势有效值。
- 每相交流绕组一般由多个线圈组串联或并联组成。
- 各线圈组的感应电动势相位相同。
- 求取每相绕组的感应电动势时，仅需考虑每相一条支路中多个线圈组感应电动势的**直接相加**。

8.2.5 相电动势及线电动势

(2) 相电动势有效值

■ 每相绕组基波电动势有效值

- 单层绕组：每相绕组每条支路的线圈组数为： $\frac{p}{a}$

$$\text{则： } E_{\phi_1} = \frac{p}{a} E_{q_1} = 4.44 f_1 \frac{pqW_c}{a} k_{w1} \phi_1$$

- 双层绕组：每相绕组每条支路的线圈组数为： $\frac{2p}{a}$

$$\text{则： } E_{\phi_1} = \frac{2p}{a} E_{q_1} = 4.44 f_1 \frac{2pqW_c}{a} k_{w1} \phi_1$$

- 统一令每相绕组每条支路串联匝数为：

$$W = \begin{cases} pqW_c/a & (\text{单层}) \\ 2pqW_c/a & (\text{双层}) \end{cases} \quad \text{则： } E_{\phi_1} = 4.44 f_1 W k_{w1} \phi_1$$

8.2.5 相电动势及线电动势

(2) 相电动势有效值

- 同理每相绕组谐波电动势有效值

$$E_{\phi\nu} = 4.44 f_{\nu} W k_{W\nu} \phi_{\nu}$$

- 相电动势有效值 $E_{\phi} = \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \dots}$

(3) 线电动势有效值

- 星形联结 $E_l = \sqrt{3} \cdot \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \dots}$

- 三角形联结 $E_l = \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \dots}$

- 即三相联结时线电动势中不含3及3的奇数倍次谐波。

- 其证明详见三相变压器空载电动势波形分析。

8.2.6 交流绕组电动势与变压器电动势的比较

(1) 变压器基波相电动势

$$E_1 = 4.44 f_1 W_1 \phi_m$$

(2) 交流绕组基波相电动势

$$E_{\phi_1} = 4.44 f_1 W k_{w1} \phi_1$$

(3) 主要存在三个方面的区别

- 变压器电势与运动电势的区别，即产生感应电动势的机理略有不同。
- 磁通随时间变化的幅值与每极磁通量的区别，即绕组磁通链的变化形式不同。
- 集中绕组与分布短距绕组的区别，即绕组的形式不同。

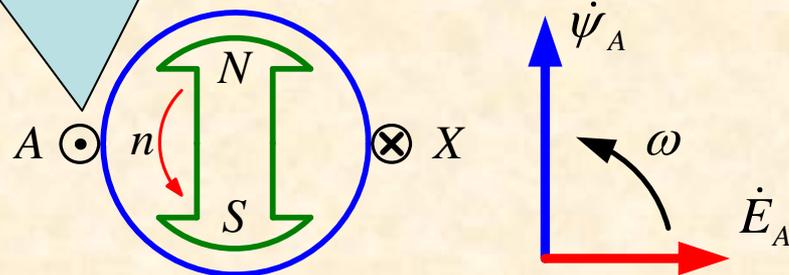
8.2.7 基波电动势与磁通链间的相位关系

(1) 当: $\omega t = 0^\circ$

感应电动势规定正方向

■ 穿过线圈的磁通链为最大。

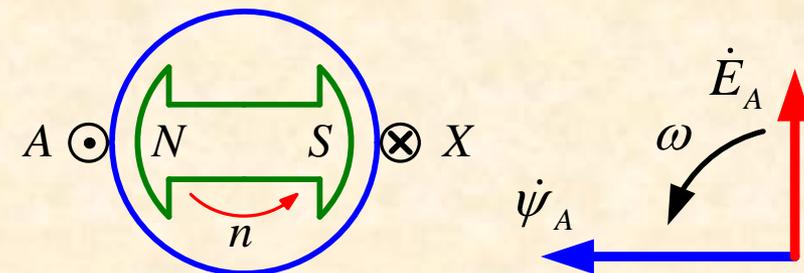
■ 线圈中的感应电动势为零。



(2) 当: $\omega t = 90^\circ$

■ 穿过线圈的磁通链为零。

■ 线圈中感应电动势为最大。



(3) 结论:

■ 当感应电动势的规定正方向与磁通链符合右手关系时, 某相绕组中的感应电动势在相位上总是落后于穿过该相绕组的磁通链 90° 。

本章要点

- (1) 对三相交流绕组的基本要求及有关交流绕组的基本术语。
- (2) 三相单层绕组和双层绕组的基本联结方式。
- (3) 分析交流旋转电机所必需的时空观的建立。
- (4) 基波磁场与谐波磁场间的相互关系。
- (5) 绕组节距因数与分布因数的含义与计算。
- (6) 相电动势与线电动势的表达式。
- (7) 交流绕组与变压器感应电动势的区别。
- (8) 交流绕组基波感应电动势与磁通链的相位关系。

本章习题

习题11 计算题 第1、3题

习题12 计算题 第1、3题

其中习题**12** 计算题 第**3**题 第**(4)** 问不必做

第9章 交流绕组的磁动势

- 9.1 气隙磁场的形成及本章分析假设
- 9.2 单相绕组的磁动势
- 9.3 三相绕组的合成磁动势
- 9.4 磁动势求解举例
- 9.5 三相绕组的磁动势波形图
- 9.6 交流绕组的漏磁通及漏电抗

9.1 气隙磁场的形成及本章分析假设

9.1.1 旋转电机气隙磁场的形成

- 仅由励磁电流产生的励磁磁动势所建立。
- 仅由电枢电流产生的电枢磁动势所建立。
- 由励磁磁动势与电枢磁动势形成的合成磁动势所建立。

本章所要研究的问题

9.1.2 本章分析假设

- 以 $p=1$ 的隐极同步发电机为例（特点是气隙均匀）。
- 定子电流随时间按余弦规律变化，且电流均匀分布在定子内圆表面（即不计齿槽的影响）。
- 定、转子铁心不饱和（即忽略铁心的磁阻，认为磁动势产生的磁压降全部降落在定转子间的气隙中）。

9.2 单相绕组的磁动势

9.2.1 整距线圈的磁动势

9.2.2 单层整距线圈组的磁动势

9.2.3 双层短距线圈组的磁动势

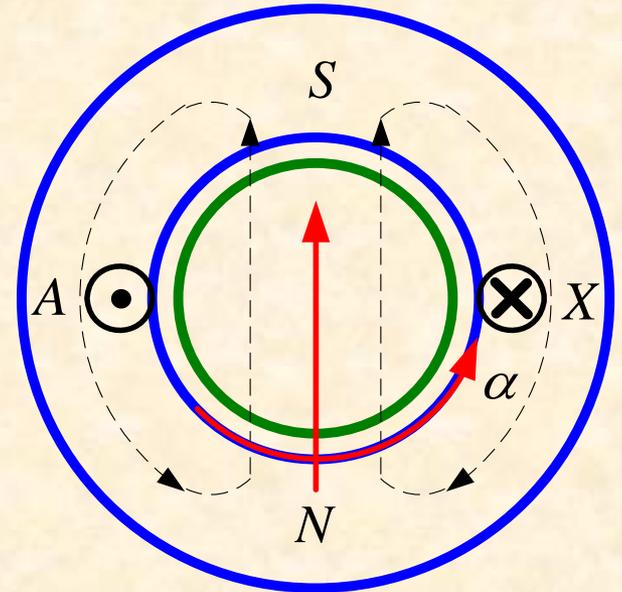
9.2.4 单相绕组的磁动势

9.2.5 基波脉振磁动势的分解

9.2.1 整距线圈的磁动势

(1) 正方向的规定

- 线圈中的电流**尾进首出**为正。
- 磁通正方向与电流正方向符合**右手关系**。
- 磁动势**由定子到转子**为正，反之为负。

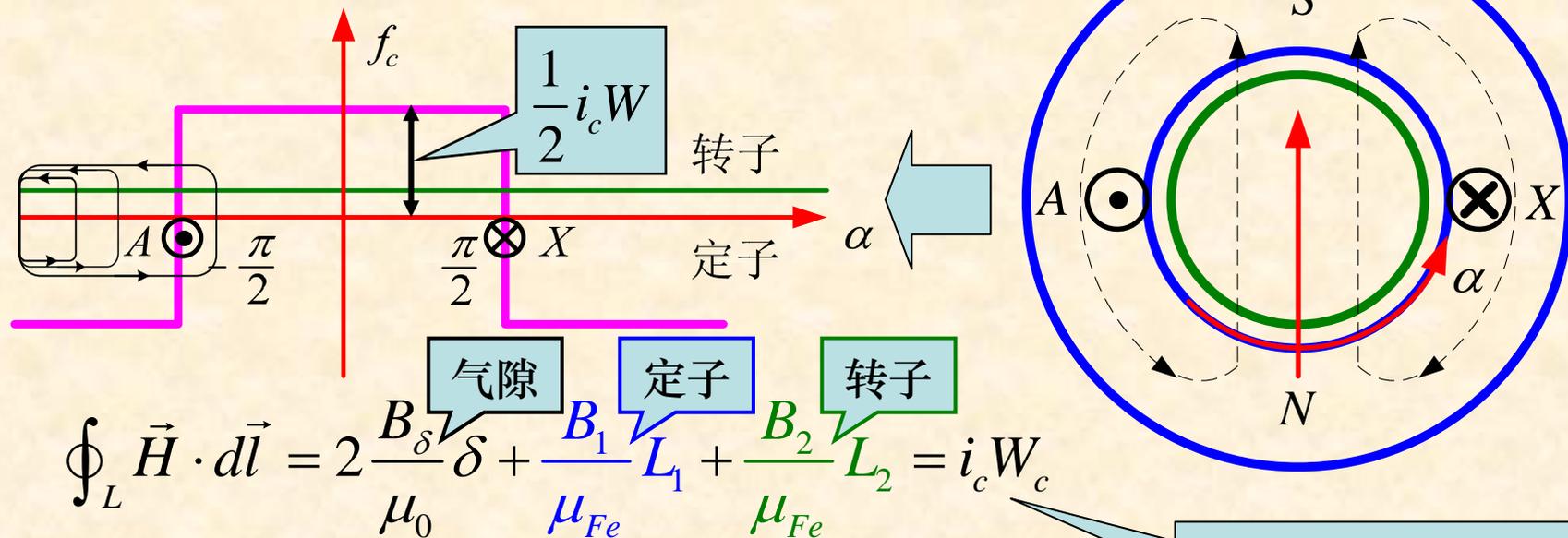


(2) 空间坐标的建立

- **横坐标**: 设在**定子内圆表面**，逆时针方向为正，以空间电角度 α 表示。
- **纵坐标**: 设在线圈平面中**法线**，表示磁动势，其正方向与电流正方向符合**右手关系**。

9.2.1 整距线圈的磁动势

(3) 气隙磁动势的空间分布



$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta + \frac{B_1}{\mu_{Fe}} L_1 + \frac{B_2}{\mu_{Fe}} L_2 = i_c W_c$$

因为： $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ 所以单边气隙磁动势为：

$$i_c = \sqrt{2} I_c \cos \omega_1 t$$

$$f_c = \begin{cases} \frac{1}{2} i_c W_c & (-\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{\pi}{2}) \\ -\frac{1}{2} i_c W_c & (\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{3\pi}{2}) \end{cases}$$

可见气隙磁动势为分段函数，单位为**安匝/极**。

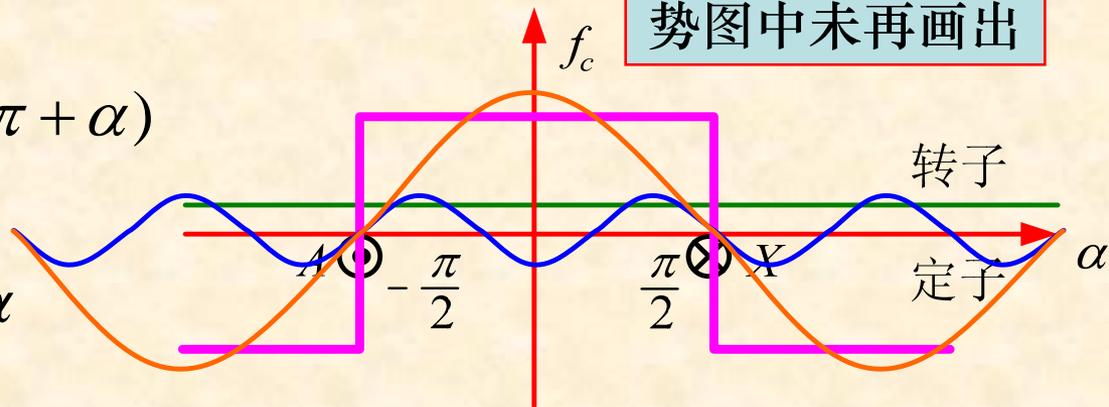
9.2.1 整距线圈的磁动势

(4) 气隙磁动势的谐波分析

更高次谐波磁动势图中未再画出

因为: $f_c(\alpha) = f_c(-\alpha) = -f_c(\pi + \alpha)$

所以: $f_c(\alpha) = \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} F_{c\nu} \cos \nu\alpha$



其中: $F_{c\nu} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f_c(\alpha) \cos(\nu\alpha) d\alpha = \left(\frac{1}{2} i_c W_c\right) \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right)$

$= \left(\frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2}\right) I_c \cos \omega_1 t W_c \frac{1}{\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) = 0.9 I_c W_c \frac{1}{\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) \cos \omega_1 t$

结果: $f_c(\alpha) = \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} \left[0.9 I_c W_c \frac{1}{\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) \cos \omega_1 t\right] \cos \nu\alpha = f_{c1} + f_{c3} + \dots$

9.2.1 整距线圈的磁动势

(4) 气隙磁动势的谐波分析

$$f_c(\alpha) = \sum_{\nu=1,3,5\dots}^{\infty} [0.9I_c W_c \frac{1}{\nu} \sin(\nu \frac{\pi}{2}) \cos \omega_1 t] \cos \nu \alpha = f_{c1} + f_{c3} + \dots$$

基波或各次谐波磁动势的一般表达式为：

$$f_{c\nu}(\alpha) = [0.9I_c W_c \frac{1}{\nu} \sin(\nu \frac{\pi}{2}) \cos \omega_1 t] \cos \nu \alpha = F_{c\nu} \cos \nu \alpha$$

特别是当： $\nu = 1$

注意：此表达式为一驻波。

得： $f_{c1}(\alpha) = [0.9I_c W_c \cos \omega_1 t] \cos \alpha = F_{c1} \cos \alpha$

显然基波磁动势的幅值为： $F_{c1} = 0.9I_c W_c \cos \omega_1 t$

9.2.1 整距线圈的磁动势

(5) 关于整距线圈磁动势的讨论

$$f_{cv}(\alpha) = [0.9 I_c W_c \frac{1}{v} \sin(v \frac{\pi}{2}) \cos \omega_1 t] \cos v\alpha = F_{cv} \cos v\alpha$$

由基波或各次谐波磁动势的一般表达式可知：

- ① 当线圈通入交变电流时产生的气隙磁动势，既是空间的函数，又是时间的函数。（请思考：若通入直流呢？）
- ② 谐波磁动势是指磁动势在气隙空间上的谐波分布。
- ③ 基波磁动势与谐波磁动势均以电流的频率在空间脉振。

即：磁动势的空间位置不变，但其大小及方向随时间交变。

9.2.1 整距线圈的磁动势

(5) 关于整距线圈磁动势的讨论

④ 基波磁动势矢量表示 $f_{c1}(\alpha) = [0.9I_c W_c \cos \omega_1 t] \cos \alpha = \bar{F}_{c1} \cos \alpha$

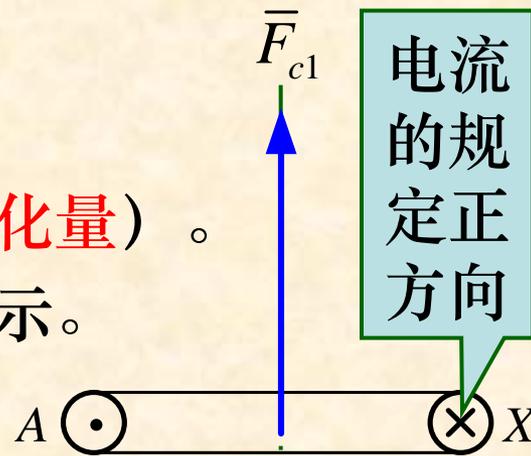
已知：随时间按正弦规律变化的量，可以用时间相量表示。

同理：在空间按正弦规律分布的量，可以用空间矢量表示。

- 其位置：位于线圈平面的中法线（又称为线圈轴线）。
- 其方向：与电流符合右手关系。
- 其长度：为脉振磁动势幅值（变化量）。
- 其表示：大写字母上加一横线表示。

思考：● 仅线圈轴线位置上有磁动势吗？

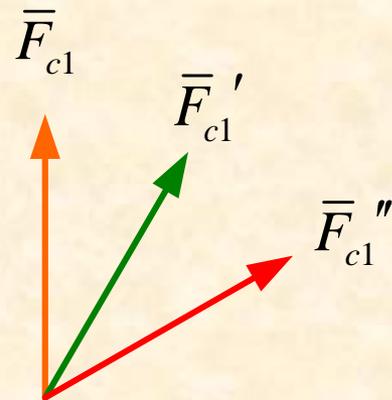
- 为何要将基波磁动势用空间矢量加以表示？



9.2.2 单层整距线圈组的磁动势

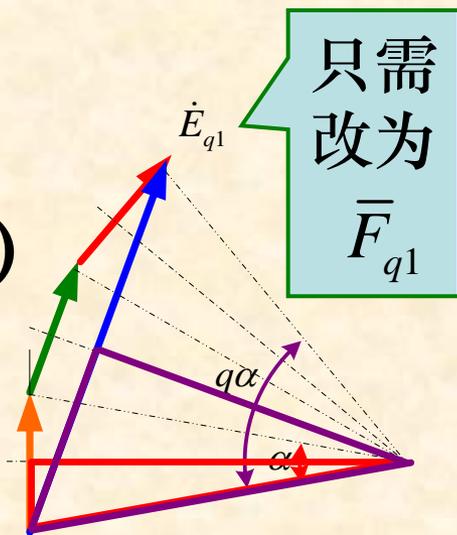
(1) 线圈组的基本特征

- 因为：每个线圈组是由 q 个节距及匝数完全相同的线圈串联而成，
- 所以：各线圈产生的磁动势大小相等。
- 但是，线圈组中每个线圈在空间上依次互差 α （槽间角）空间电角度，
- 结果，使得各个线圈产生的磁动势在空间上的位置有所不同。



(2) 磁动势的合成方法（以 $q = 3$ 为例）

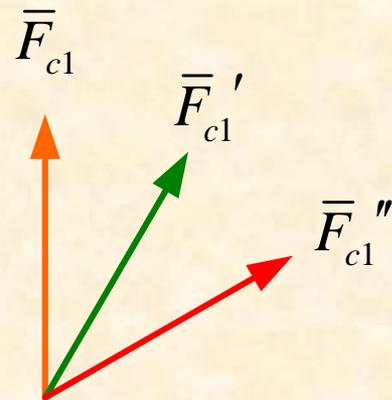
- 可完全仿照线圈组电动势的方法求和。
- 但须注意：电动势为时间相量的合成，磁动势为空间矢量的合成。



9.2.2 单层整距线圈组的磁动势

(3) 单层线圈组磁动势的合成结果

$$\begin{aligned}
 f_{qv}(\alpha) &= F_{qv} \cos v\alpha = (qF_{cv}k_{qv}) \cos v\alpha \\
 &= [q(0.9I_c W_c \frac{1}{v} \sin v \frac{\pi}{2} \cos \omega_1 t) k_{qv}] \cos v\alpha \\
 &= q(0.9I_c W_c \frac{1}{v} \cos \omega_1 t) k_{wv} \cos v\alpha
 \end{aligned}$$



其中： $k_{wv} = k_{yv} k_{qv}$ $k_{yv} = \sin v \frac{\pi}{2}$ $k_{qv} = \frac{\sin q \frac{v\alpha}{2}}{q \sin \frac{v\alpha}{2}}$

特别是当： $v = 1$

得：

$$\begin{aligned}
 f_{q1}(\alpha) &= F_{q1} \cos \alpha = (q \times F_{c1} \times k_{w1}) \cos \alpha \\
 &= [q \times 0.9I_c W_c \cos \omega_1 t \times k_{w1}] \cos \alpha
 \end{aligned}$$

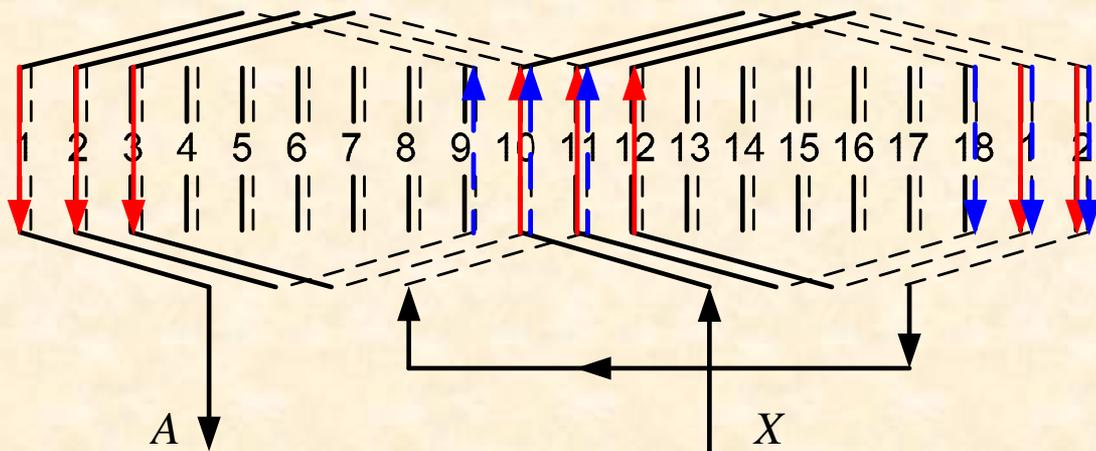
9.2.3 双层短距线圈组的磁动势

例: $p = 1$ $m = 3$

$Z = 18$

$q = 3$ $\tau = 9$

$y = 8 < \tau$



- 因为磁动势的大小及分布：
 - 仅与导体中的电流大小及导体所在空间上的位置有关，而与导体连接的先后顺序无关。
- 所以可将双层短距线圈组产生的磁动势看成：
 - 仅由上层边构成的整距线圈组产生的磁动势与仅由下层边构成的整距线圈组产生的磁动势的合成。
 - 但合成时须考虑二者在空间上的相位差。

9.2.3 双层短距线圈组的磁动势

以基波为例：

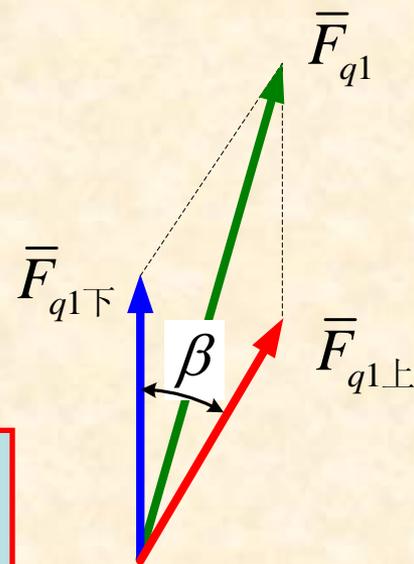
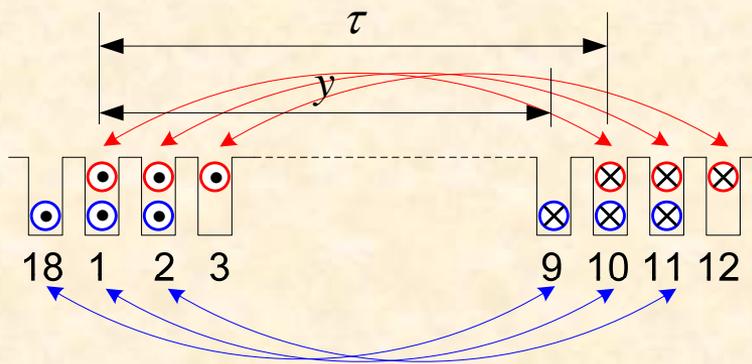
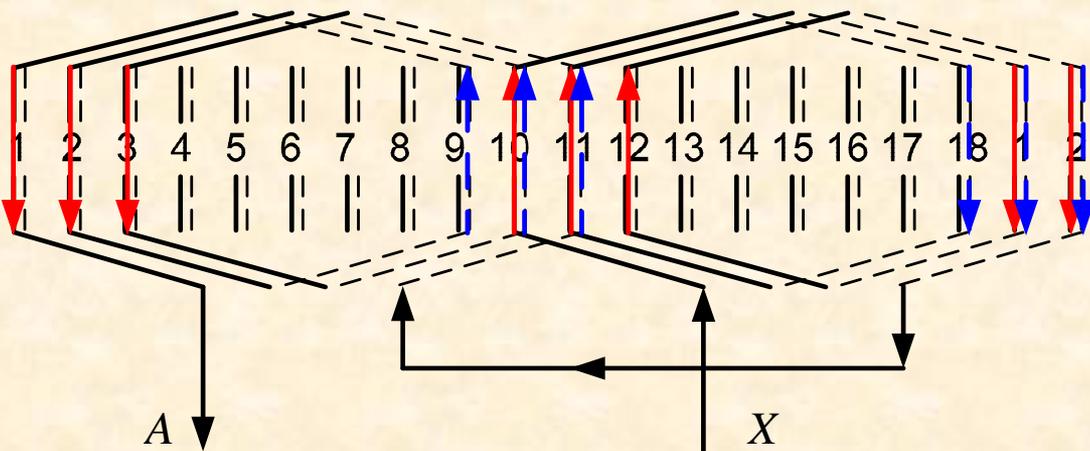
因为：

$$\begin{cases} \tau - y \Rightarrow \beta \\ \tau \Rightarrow 180^\circ \end{cases}$$

所以：

$$\frac{\tau - y}{\tau} = \frac{\beta}{180^\circ}$$

即： $\beta = \frac{\tau - y}{\tau} 180^\circ$



结果：
$$F_{q1} = 2F_{q1上} \cos \frac{\beta}{2}$$

9.2.3 双层短距线圈组的磁动势

由矢量图：

$$F_{q1} = 2F_{q1\text{上}} \cos \frac{\beta}{2} = 2F_{q1\text{上}} \cos \frac{(\tau - y)180^\circ / \tau}{2}$$

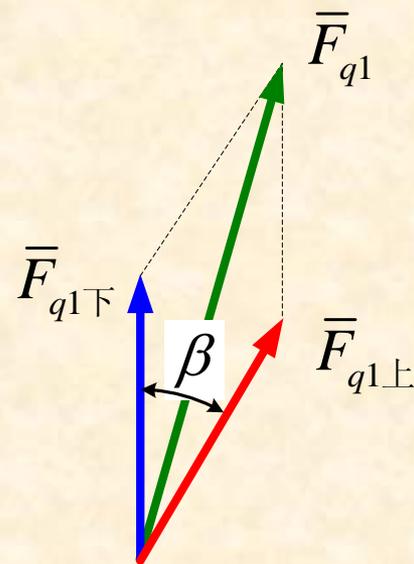
$$= 2F_{q1\text{上}} \cos(90^\circ - \frac{y}{\tau} 90^\circ) = 2F_{q1\text{上}} \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ = 2F_{q1\text{上}} k_{y1}$$

所以：

$$\begin{aligned} f_{q1}(\alpha) &= 2[q(0.9I_c W_c \cos \omega_1 t) k_{q1}] k_{y1} \cos \alpha \\ &= 2q(0.9I_c W_c \cos \omega_1 t) k_{W1} \cos \alpha \end{aligned}$$

同理：

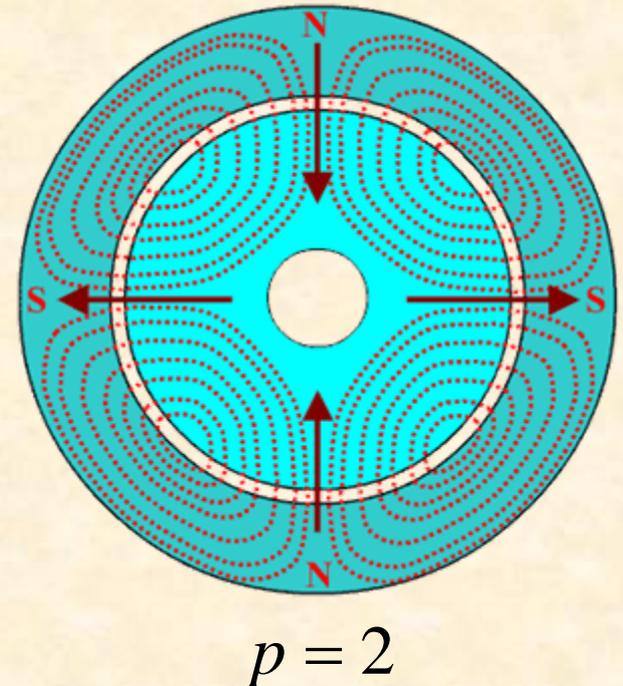
$$f_{qv}(\alpha) = 2q(0.9I_c W_c \frac{1}{v} \cos \omega_1 t) k_{Wv} \cos v\alpha$$



9.2.4 单相绕组的磁动势

(1) 旋转电机磁路的特点

- 电机可以是多对极的，但每对极的磁路均相互独立且对称。
 - 相互独立是指：不同极对下的磁动势不会相互叠加。
 - 由对称性可知：对于多极电机仅需求取每对极中**每极磁动势的安匝数**即可。
- 当多极电机取其中一对磁极分析时，与上述结果完全相同。
- 所以上述单层或双层线圈组的分析结果，即为单相多极绕组产生的**每极磁动势**的安匝数。



9.2.4 单相绕组的磁动势

(2) 为工程应用方便对表达式的整理

$$\text{单层整距绕组: } f_{qv}(\alpha) = q(0.9I_c W_c \frac{1}{v} \cos \omega_1 t) k_{Wv} \cos v\alpha$$

$$\text{双层短距绕组: } f_{qv}(\alpha) = 2q(0.9I_c W_c \frac{1}{v} \cos \omega_1 t) k_{Wv} \cos v\alpha$$

其中是以线圈匝数和线圈电流有效值表示，工程应用不便。

$$\text{注意到每相绕组每条支路串联匝数: } W = \begin{cases} pqW_c/a & (\text{单层}) \\ 2pqW_c/a & (\text{双层}) \end{cases}$$

$$\text{每相绕组的电流有效值: } I = aI_c$$

$$\text{则: } I \cdot W = \begin{cases} pqI_c W_c & (\text{单层}) \\ 2pqI_c W_c & (\text{双层}) \end{cases} \quad \text{即: } I_c W_c = \begin{cases} I \cdot W / pq & (\text{单层}) \\ I \cdot W / 2pq & (\text{双层}) \end{cases}$$

9.2.4 单相绕组的磁动势

(2) 为工程应用方便对表达式的整理

结果得：
$$f_{\phi\nu}(\alpha) = \left(0.9 \frac{1}{\nu} \frac{I \cdot W}{p} k_{W\nu} \cos \omega_1 t\right) \cos \nu\alpha = F_{\phi\nu} \cos \nu\alpha$$

其中：
$$F_{\phi\nu} = \left(0.9 \frac{1}{\nu} \frac{I \cdot W}{p} k_{W\nu}\right) \cos \omega_1 t = F_{\phi\nu m} \cos \omega_1 t \quad \text{为幅值}$$

再其中：
$$F_{\phi\nu m} = 0.9 \frac{1}{\nu} \frac{I \cdot W}{p} k_{W\nu} \quad \text{为最大幅值}$$

特别是当： $\nu = 1$ 得：
$$f_{\phi 1}(\alpha) = F_{\phi 1 m} \cos \omega_1 t \cos \alpha$$

而：
$$f_{\phi}(\alpha) = f_{\phi 1}(\alpha) + f_{\phi 3}(\alpha) + f_{\phi 5}(\alpha) + \dots$$

注意：此式与每相绕组感应电动势有效值不同。

9.2.4 单相绕组的磁动势

(3) 结论

$$f_{\phi\nu}(\alpha) = (0.9 \frac{1}{\nu} \frac{I \cdot W}{p} k_{w\nu}) \cos \omega_1 t \cos \nu \alpha$$

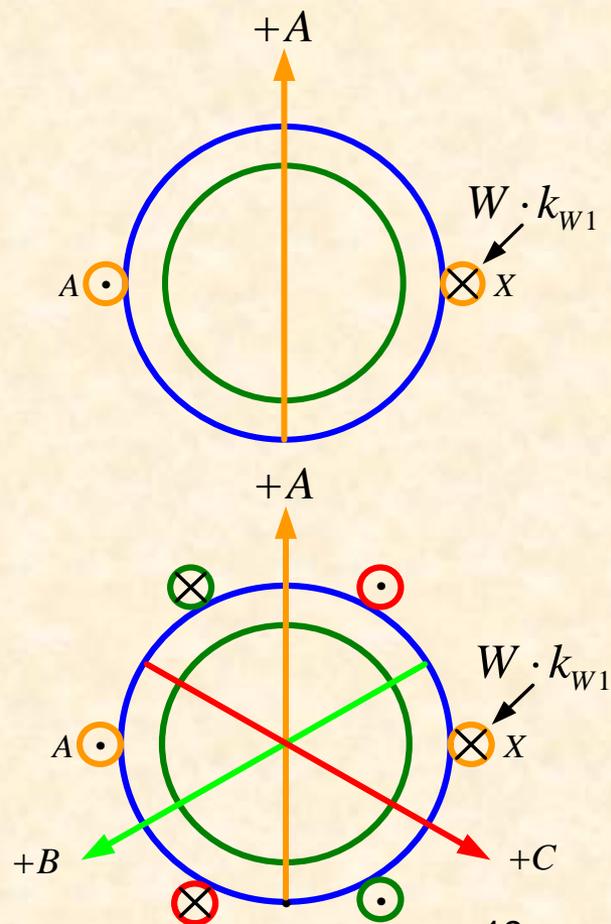
- 单相绕组通入单相交变电流产生的磁动势既是空间的函数，又是时间的函数。
- 谐波磁动势是指磁动势在空间上的谐波分布。
- 基波与谐波磁动势的幅值均以通入电流的频率随时间在空间同一位置变化，故而称之为**脉振**。
- 基波磁动势仍可用空间矢量加以表示，为此需在**线圈轴线**的基础上引入**等效绕组**及**相绕组轴线**的概念。

9.2.4 单相绕组的磁动势

(4) 等效绕组及相绕组轴线

$$f_{\phi 1} = \left(0.9 \frac{I \cdot W}{p} k_{w1}\right) \cos \omega_1 t \cos \alpha$$

- **等效绕组**：在 $p=1$ 且产生磁动势相等的前提下，用一个假想的有效匝数为 Wk_{w1} 的**单层整距线圈**代替实际一相短距、分布绕组。
- **相绕组轴线**：为等效的**单层整距线圈**平面的中法线，且基波脉振磁动势空间矢量位于相绕组轴线上。
- 如此，三相绕组可简化成空间位置互差 120° 的三个**单层整距线圈**。
- 为简化有时仅画三根**相绕组轴线**。



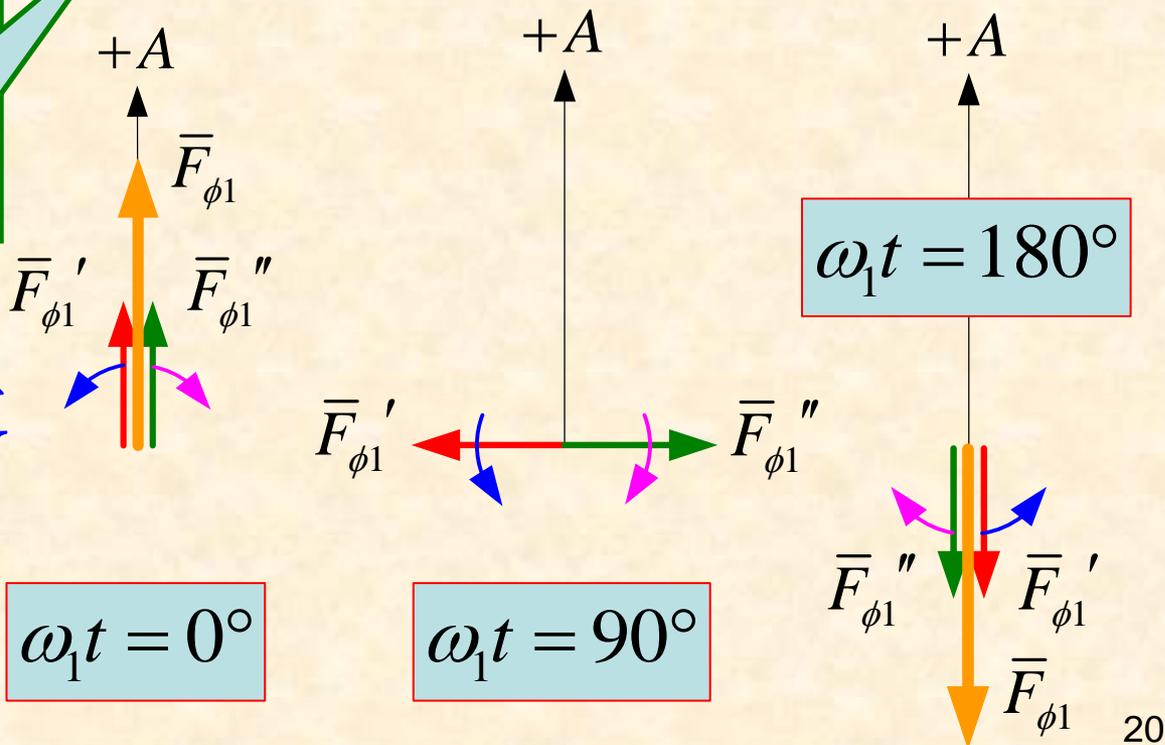
9.2.5 基波脉振磁动势的分解

(1) 解析式表达 $f_{\phi_1} = F_{\phi_{1m}} \cos \omega_1 t \cos \alpha = f_{\phi_1}' + f_{\phi_1}''$

利用三角恒等式 $= \frac{1}{2} F_{\phi_{1m}} \cos(\omega_1 t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\phi_{1m}} \cos(\omega_1 t + \alpha)$

注意：分别表示为行进方向不同的行波。

(2) 矢量图表达



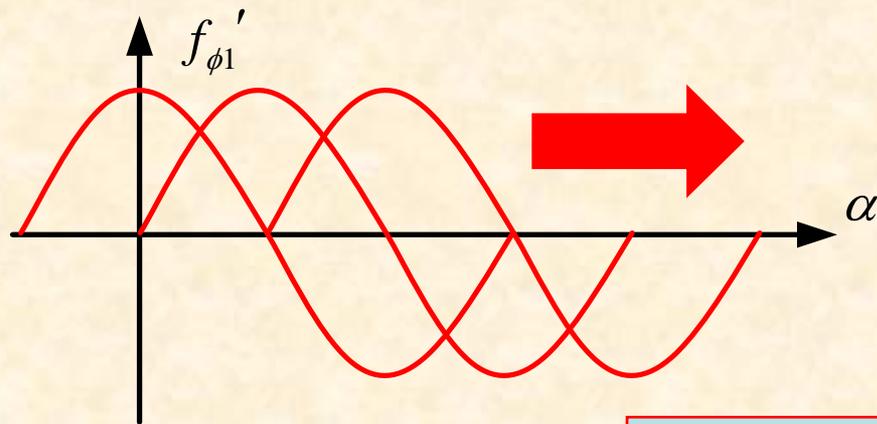
9.2.5 基波脉振磁动势的分解

(3) 波形图表达

考察其幅值所在位置

对: $f_{\phi_1}' = \frac{1}{2} F_{\phi_1 m} \cos(\omega_1 t - \alpha)$ 令: $\omega_1 t - \alpha = 0$ 则: $\alpha = \omega_1 t$

当:
$$\begin{cases} \omega_1 t = 0, & \alpha = 0 \\ \omega_1 t = \frac{\pi}{2}, & \alpha = \frac{\pi}{2} \\ \omega_1 t = \pi, & \alpha = \pi \end{cases}$$



右行 (逆时针) ; 且角速度为: $\frac{d\alpha}{dt} = \omega_1$ (rad/s)

注意电角度对应于电弧度

转速为:
$$\frac{\omega_1}{p \cdot 2\pi} \cdot 60 = \frac{2\pi f_1}{p \cdot 2\pi} \cdot 60 = \frac{60 f_1}{p} = n_1 \text{ (r/min)}$$

同步转速

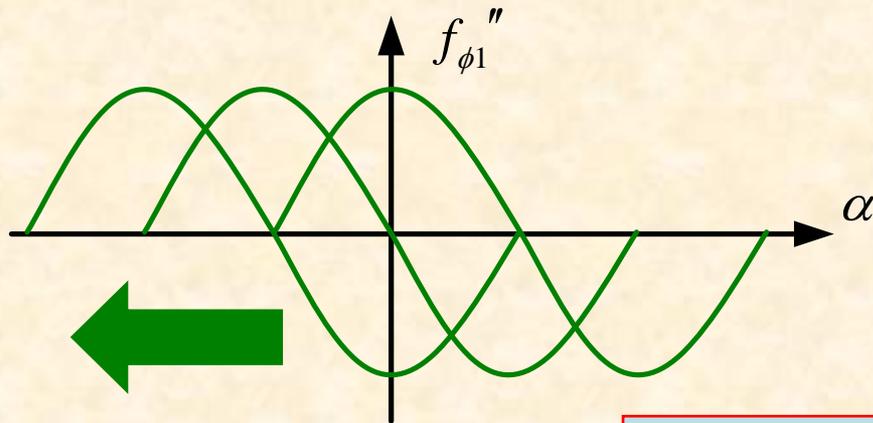
9.2.5 基波脉振磁动势的分解

(3) 波形图表达

考察其幅值所在位置

对: $f_{\phi_1}'' = \frac{1}{2} F_{\phi_1 m} \cos(\omega_1 t + \alpha)$ 令: $\omega_1 t + \alpha = 0$ 则: $\alpha = -\omega_1 t$

$$\text{当: } \begin{cases} \omega_1 t = 0, & \alpha = 0 \\ \omega_1 t = \frac{\pi}{2}, & \alpha = -\frac{\pi}{2} \\ \omega_1 t = \pi, & \alpha = -\pi \end{cases}$$



左行 (顺时针) ; 且角速度为: $\frac{d\alpha}{dt} = -\omega_1$ (rad/s)

注意电角度对应于电弧度

转速为: $\frac{-\omega_1}{p \cdot 2\pi} \cdot 60 = \frac{-2\pi f_1}{p \cdot 2\pi} \cdot 60 = \frac{-60 f_1}{p} = -n_1$ (r/min)

同步转速

9.2.5 基波脉振磁动势的分解

(4) 结论

一个脉振磁动势可分解成两个幅值相等、转向相反、转速相同的**圆形**旋转磁动势，反之亦然。

所谓**圆形旋转**是指：磁动势空间矢量的端点随时间的变化在空间移动出的轨迹为**圆形**。

[观看多媒体课件](#)

9.3 三相绕组的合成磁动势

9.3.1 基本概念及分析方法

9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

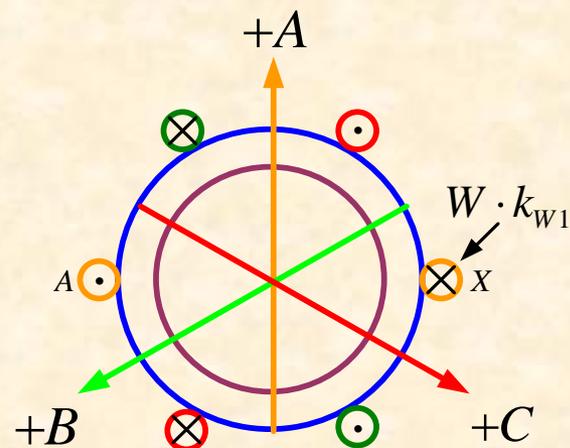
9.3.3 三相合成磁动势中的高次谐波

9.3.4 矢量作图法求取基波合成磁动势

9.3.1 基本概念及分析方法

(1) 基本概念

- 等效绕组及有效匝数的概念。
- 三相绕组轴线的概念。
- 基波脉振磁动势的幅值位置。
- 基波脉振磁动势的分解。



(2) 分析方法

- **解析求合法**：在同一时空坐标系下，直接由每相绕组产生的磁动势解析式进行三相求和，**缺点是不够直观**。
- **波形叠加法**：在空间坐标中，将同一时刻每相绕组产生的磁动势波形进行叠加，**缺点是作图繁琐**。
- **矢量作图法**：在空间坐标下，将同一时刻每相绕组产生的磁动势以空间矢量表示并求其和，**优点是既简单又直观，不仅可用于定性分析，而且可辅助定量计算**。

9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

(1) 时间、空间坐标的建立

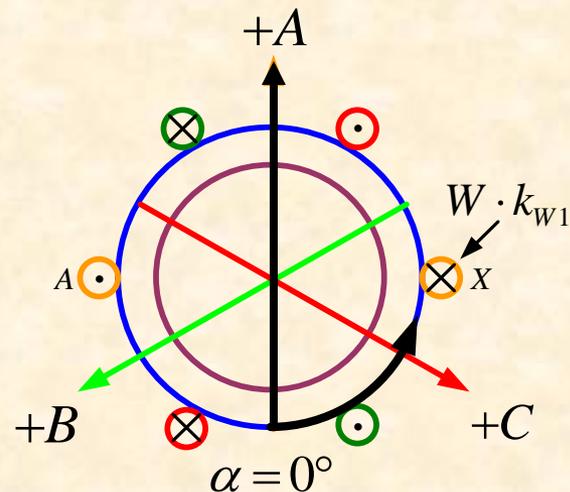
■ 时间坐标（一维）

- A相电流正最大时为时间起点。
- 即设三相对称电流为：

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2}I \cos \omega_1 t \\ i_B = \sqrt{2}I \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \\ i_C = \sqrt{2}I \cos(\omega_1 t - 240^\circ) \end{cases}$$

■ 空间坐标（二维）

- 纵坐标：设于定子A相绕组轴线，代表磁动势，单位为安匝/极。
- 横坐标：设于定子内圆表面，逆时针方向为正，并以空间电角度表示。

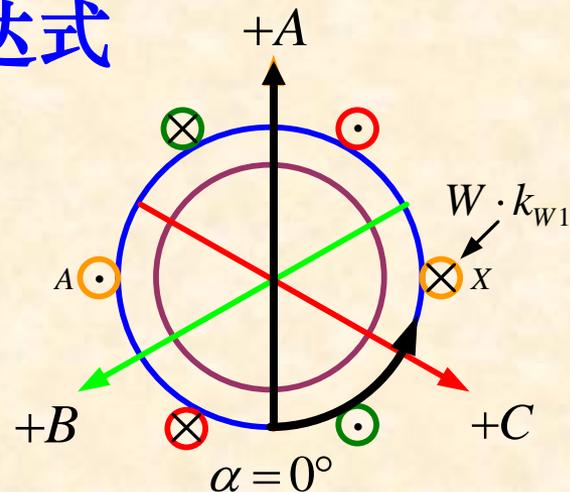


9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

(2) 各相绕组基波脉振磁动势的表达式

$$\begin{cases} f_{A1} = F_{\phi 1m} \cos \omega_1 t \cos \alpha & \text{时间上滞后} \\ f_{B1} = F_{\phi 1m} \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) \\ f_{C1} = F_{\phi 1m} \cos(\omega_1 t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ) \end{cases}$$

空间上超前



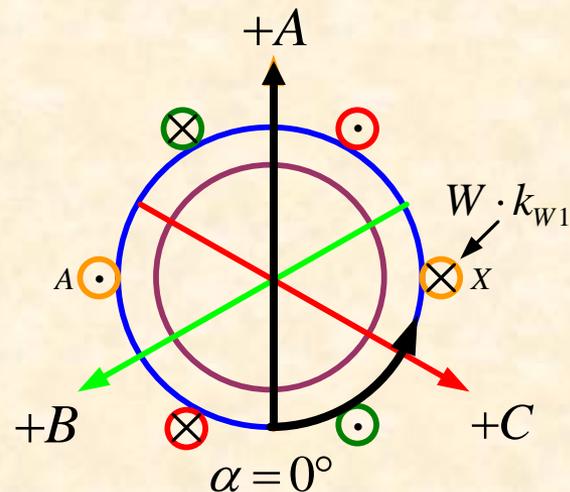
(3) 各相绕组基波脉振磁动势的分解

$$\begin{cases} f_{A1} = \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha)] & \text{其中: } F_{\phi 1m} = 0.9 \frac{I \cdot W}{p} k_{w1} \\ f_{B1} = \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha - 240^\circ)] \\ f_{C1} = \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha - 120^\circ)] \end{cases}$$

9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

(4) 三相绕组基波合成磁动势

$$\begin{aligned}
 f_1 &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} \\
 &= \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha)] \\
 &\quad + \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha - 240^\circ)] \\
 &\quad + \frac{F_{\phi 1m}}{2} [\cos(\omega_1 t - \alpha) + \cos(\omega_1 t + \alpha - 120^\circ)] \\
 &= \frac{3}{2} F_{\phi 1m} \cos(\omega_1 t - \alpha) = F_1 \cos(\omega_1 t - \alpha)
 \end{aligned}$$



此表达式为一幅
值恒定的行波。

其中：

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{\phi 1m} = \frac{3}{2} \times 0.9 \frac{I \cdot W}{p} k_{w1} = 1.35 \times \frac{I \cdot W}{p} k_{w1}$$

9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

(5) 三相绕组基波合成磁动势的性质

$$f_1 = \frac{3}{2} F_{\phi 1m} \cos(\omega t - \alpha) = F_1 \cos(\omega_1 t - \alpha)$$

基波合成磁动势为幅值恒定的旋转磁动势，简称圆形旋转磁势。

[观看多媒体课件](#)

■ 幅值：

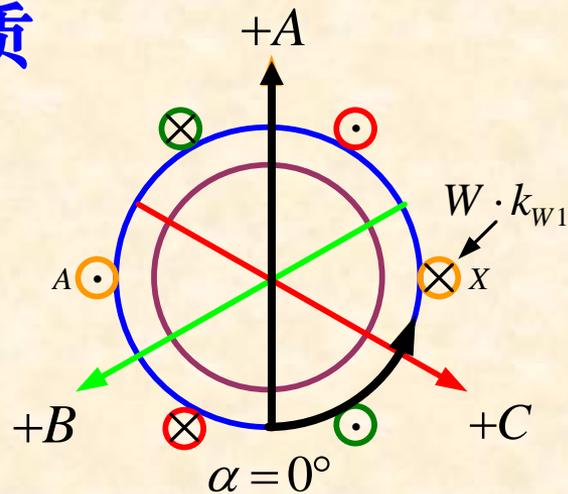
$$F_1 = 1.35 \frac{I \cdot W}{p} k_{w1}$$

■ 转速：

$$\text{令：} \omega_1 t - \alpha = 0 \quad \text{则：} \alpha = \omega_1 t$$

$$\text{又由：} \frac{d\alpha}{dt} = \omega_1 \quad \text{可得：} n_1 = \frac{60 f_1}{p}$$

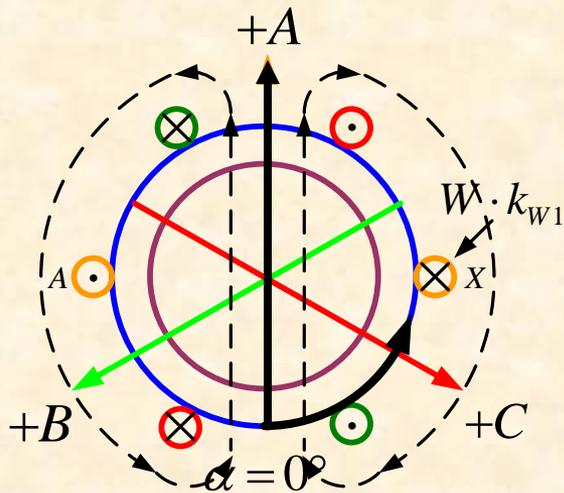
■ 转向：沿着 α 正向移动，即在电机定转子气隙中沿逆时针方向旋转。 29



9.3.2 三相绕组的基波合成磁动势

(6) 结论

- 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幅值恒定的**圆形旋转磁动势**。
- ② **其幅值**由每相绕组的有效匝数和通入绕组电流的有效值决定，且为每相脉振磁动势最大幅值的 $(3/2)$ 倍。



- ③ **其转速**由极对数和电流的频率决定，为电机的同步速。
 - ④ **其转向**由三相绕组空间排列顺序**或**电流的相序决定，是由电流超前相的绕组轴线转到电流滞后相的绕组轴线。
- 即：当流过**某相绕组**的电流为最大时，合成磁动势的幅值**刚好**转到**该相绕组**的轴线上。

9.3.3 三相合成磁动势中的高次谐波

(1) 三相合成磁动势中的三次谐波

谐波磁动势是指其在空间上的谐波分布

$$\text{由: } \begin{cases} f_{A3} = F_{\phi 3m} \cos \omega_1 t \cos 3\alpha \\ f_{B3} = F_{\phi 3m} \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cos 3(\alpha - 120^\circ) \\ f_{C3} = F_{\phi 3m} \cos(\omega_1 t - 240^\circ) \cos 3(\alpha - 240^\circ) \end{cases}$$

可得:

$$\begin{aligned} f_3 &= f_{A3} + f_{B3} + f_{C3} \\ &= F_{\phi 3m} \cos 3\alpha [\cos \omega_1 t + \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + \cos(\omega_1 t - 240^\circ)] \\ &= 0 \end{aligned}$$

同理：三相合成磁动势中三的奇数倍次谐波均为零。

例如： f_9 f_{15} f_{21} 等均为零。

9.3.3 三相合成磁动势中的高次谐波

(2) 三相合成磁动势中的五次谐波

仿照上述方法，可得：

谐波磁动势是指其在空间上的谐波分布

$$f_5 = \frac{3}{2} F_{\phi 5m} \cos(\omega t + 5\alpha) = F_5 \cos(\omega_1 t + 5\alpha)$$

■ **幅值：** $F_5 = \frac{3}{2} \left(0.9 \times \frac{1}{5} \times \frac{I \cdot W}{p} k_{W5} \right) = 1.35 \times \frac{1}{5} \times \frac{I \cdot W}{p} k_{W5}$

■ **转速：** 令： $\omega_1 t + 5\alpha = 0$ 则： $\alpha = -\frac{\omega_1 t}{5}$

又由： $\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\omega_1}{5}$ 可得： $n_5 = -\frac{n_1}{5}$

■ **转向：** 与基波旋转磁动势的转向相反。

9.3.3 三相合成磁动势中的高次谐波

(3) 三相合成磁动势中的七次谐波

同理可得：

谐波磁动势是指其在空间上的谐波分布

$$f_7 = \frac{3}{2} F_{\phi 7m} \cos(\omega_1 t - 7\alpha) = F_7 \cos(\omega_1 t - 7\alpha)$$

■ **幅值：** $F_7 = \frac{3}{2} \left(0.9 \times \frac{1}{7} \times \frac{I \cdot W}{p} k_{w7} \right) = 1.35 \times \frac{1}{7} \times \frac{I \cdot W}{p} k_{w7}$

■ **转速：** 令： $\omega_1 t - 7\alpha = 0$ 则： $\alpha = \frac{\omega_1 t}{7}$

又由： $\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega_1}{7}$ 可得： $n_7 = \frac{n_1}{7}$

[观看多媒体课件](#)

■ **转向：** 与基波旋转磁动势的转向**相同**。

9.3.3 三相合成磁动势中的高次谐波

(4) 结论

① 三相对称绕组通入三相对称电流仅产生 $6k \pm 1$ ($k=1,2,3,\dots$) 次幅值恒定的谐波合成圆形旋转磁动势。

② 其幅值：
$$F_\nu = \frac{3}{2} F_{\phi\nu m} = 1.35 \times \frac{1}{\nu} \times \frac{I \cdot W}{p} k_{w\nu}$$

③ 其转速与转向：
$$n_\nu = \pm \frac{n_1}{\nu} \begin{cases} \text{当 } \nu = 6k + 1 \text{ 取正} \\ \text{当 } \nu = 6k - 1 \text{ 取负} \end{cases}$$

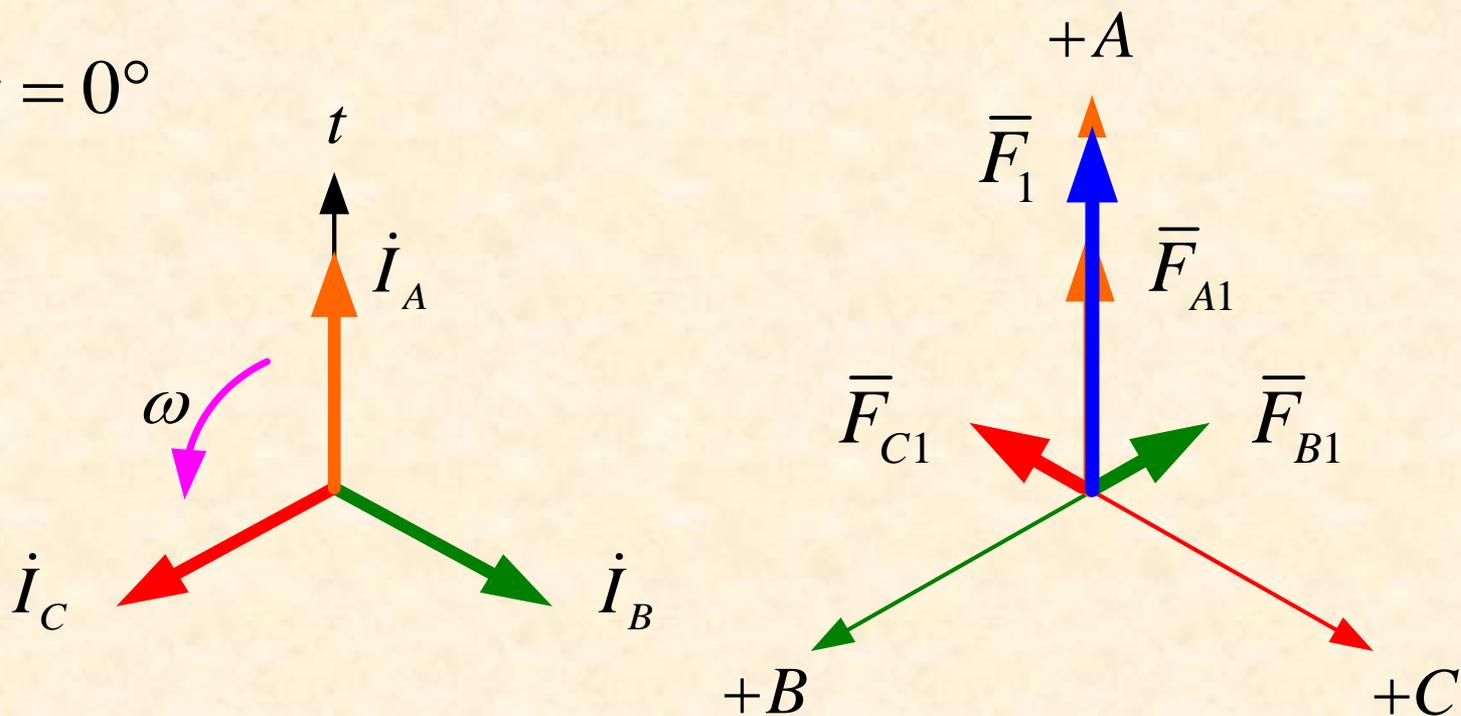
④ 当绕组适当的采用短距和分布时，可有效的消除或削弱高次谐波磁动势。（此处与感应电动势相同）

9.3.4 矢量作图法求取基波合成磁动势

(1) 三相对称绕组通入三相对称电流

设: $i_A = I_m \cos \omega_1 t$, $i_B = I_m \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$, $i_C = I_m \cos(\omega_1 t - 240^\circ)$

当: $\omega_1 t = 0^\circ$

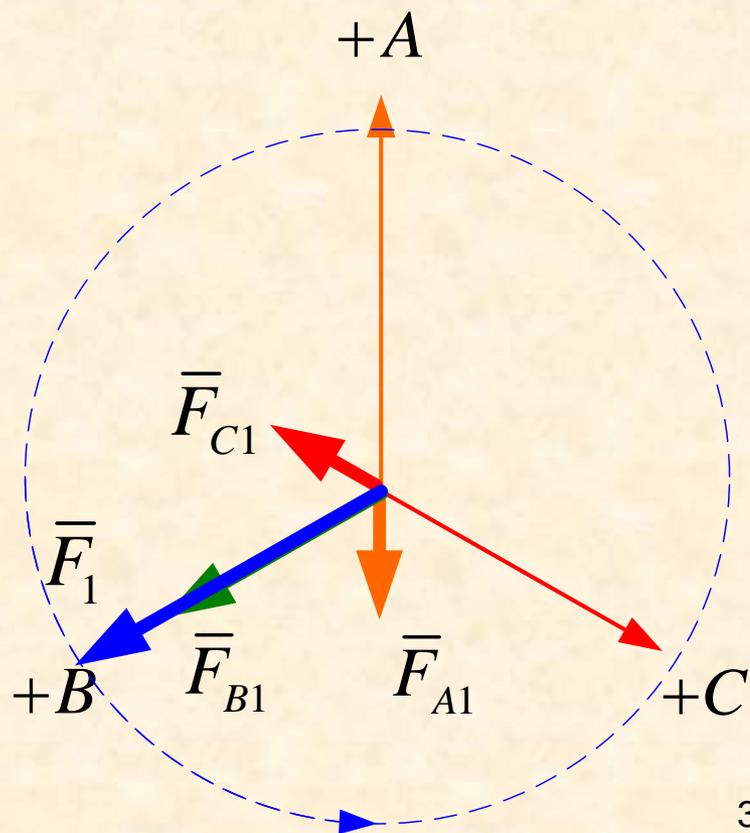
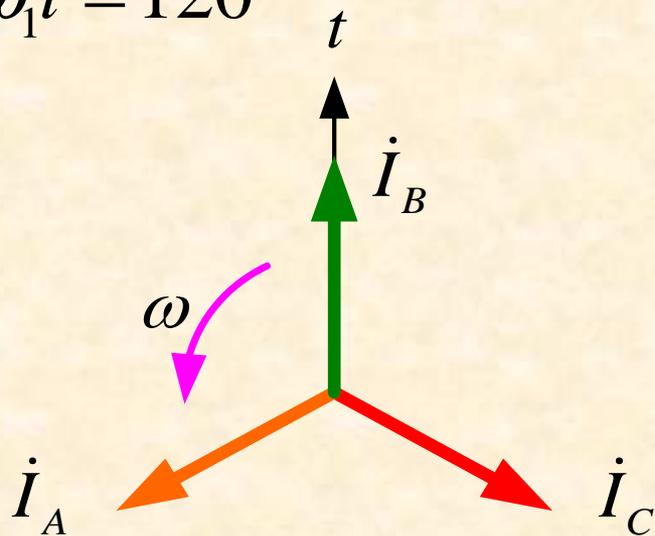


9.3.4 矢量作图法求取基波合成磁动势

(1) 三相对称绕组通入三相对称电流

设: $i_A = I_m \cos \omega_1 t$, $i_B = I_m \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$, $i_C = I_m \cos(\omega_1 t - 240^\circ)$

又当: $\omega_1 t = 120^\circ$



结果基波合成磁动势为:

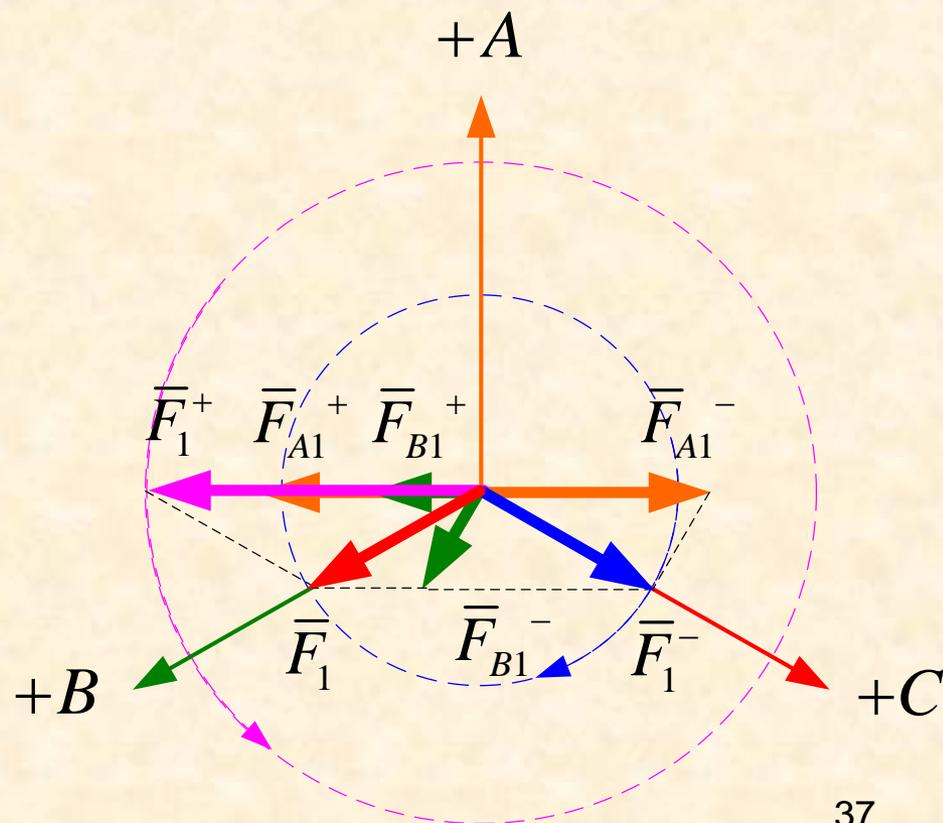
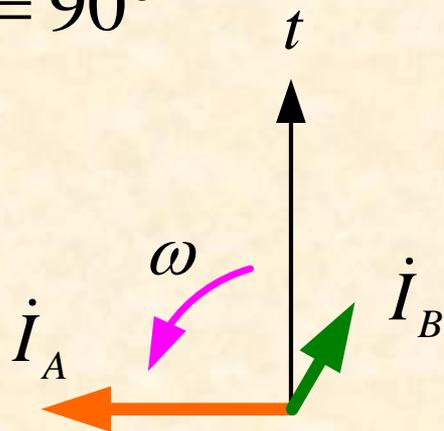
圆形旋转磁动势

9.3.4 矢量作图法求取基波合成磁动势

(2) 三相对称绕组通入三相非对称电流

设： $i_A = I_m \cos \omega_1 t$, $i_B = 0.5 I_m \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$, $i_C = 0$

当： $\omega_1 t = 90^\circ$



结果基波合成磁动势为：

椭圆形旋转磁动势

[观看多媒体课件](#)

9.3.4 矢量作图法求取基波合成磁动势

(3) 一般性结论

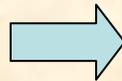
多相绕组通入多相电流产生的基波合成磁动势，一般可分解为正向旋转的圆形磁动势与反向旋转的圆形磁动势：

① 若二者均不为零
且幅值不等



则基波合成磁动势为
椭圆形旋转磁动势

② 若二者均不为零
但幅值相等



则基波合成磁动势为
脉振磁动势

③ 若二者仅有一



则基波合成磁动势为
圆形旋转磁动势

9.4 磁动势求解举例

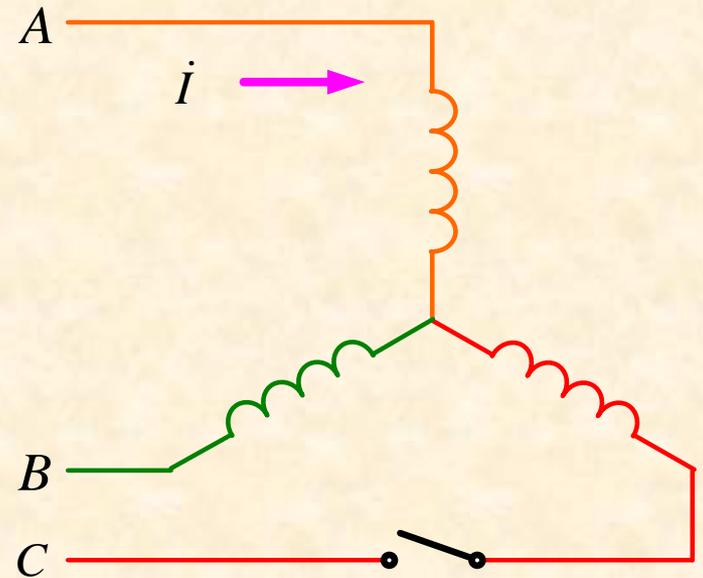
例1：三相对称绕组星形连接无中线，当其中一相断线时测得另两相电流有效值为10A，如图所示。

同时已知：

$$p = 1 \quad q = 5 \quad y = \frac{4}{5} \tau$$

$$a = 1 \quad W_c = 5$$

试求：基波合成磁动势的性质及幅值。



注意：分析过程中空间坐标选取与教材相同，但时间起点选取可以随意。

9.4 磁动势求解举例

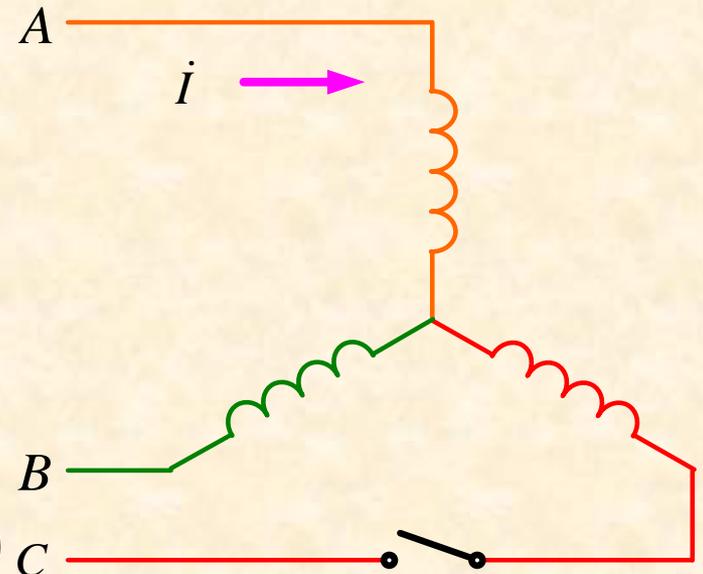
解: $k_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ = 0.95$ $\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z} = \frac{p \times 360^\circ}{2pmq} = 12^\circ$

$$k_{q1} = \frac{\sin(q\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2)} = 0.96$$

$$k_{W1} = k_{y1} k_{q1} = 0.912$$

$$W = \frac{2pqW_c}{a} = 50$$

$$F_{\phi 1m} = 0.9 \frac{IW}{p} k_{W1} = 410 \text{ (安匝/极)}$$



不妨设: $i_A = -\sqrt{2}I \sin \omega_1 t$ 则: $i_B = \sqrt{2}I \sin \omega_1 t$

9.4 磁动势求解举例

解：(1) 解析法

$$f_{A1} = F_{\phi 1m} (-\sin \omega_1 t) \cos \alpha \quad f_{B1} = F_{\phi 1m} \sin \omega_1 t \cos(\alpha - 120^\circ)$$

$$f_1 = f_{A1} + f_{B1} = F_{\phi 1m} \sin \omega_1 t [\cos(\alpha - 120^\circ) - \cos \alpha]$$

$$= F_{\phi 1m} \sin \omega_1 t \left[-2 \sin \frac{(\alpha - 120^\circ) + \alpha}{2} \sin \frac{(\alpha - 120^\circ) - \alpha}{2} \right]$$

$$= (\sqrt{3} F_{\phi 1m} \sin \omega_1 t) \sin(\alpha - 60^\circ) \quad F_{\phi 1m} = 410 (\text{安匝/极})$$

结果为脉振磁势，其最大幅值为： $\sqrt{3} F_{\phi 1m} = 710 (\text{安匝/极})$

脉振轴线，由： $\alpha - 60^\circ = \pm 90^\circ$ 得： $\alpha = 150^\circ (\text{或} -30^\circ)$

9.4 磁动势求解举例

解：(2) 矢量作图法 $F_{\phi 1m} = 410$ (安匝/极)

$$F_{A1}^+ = F_{A1}^- = F_{B1}^+ = F_{B1}^- = \frac{F_{\phi 1m}}{2} = 205 \text{ (安匝/极)}$$

任意取 $\omega_1 t = 0^\circ$ 时刻作图

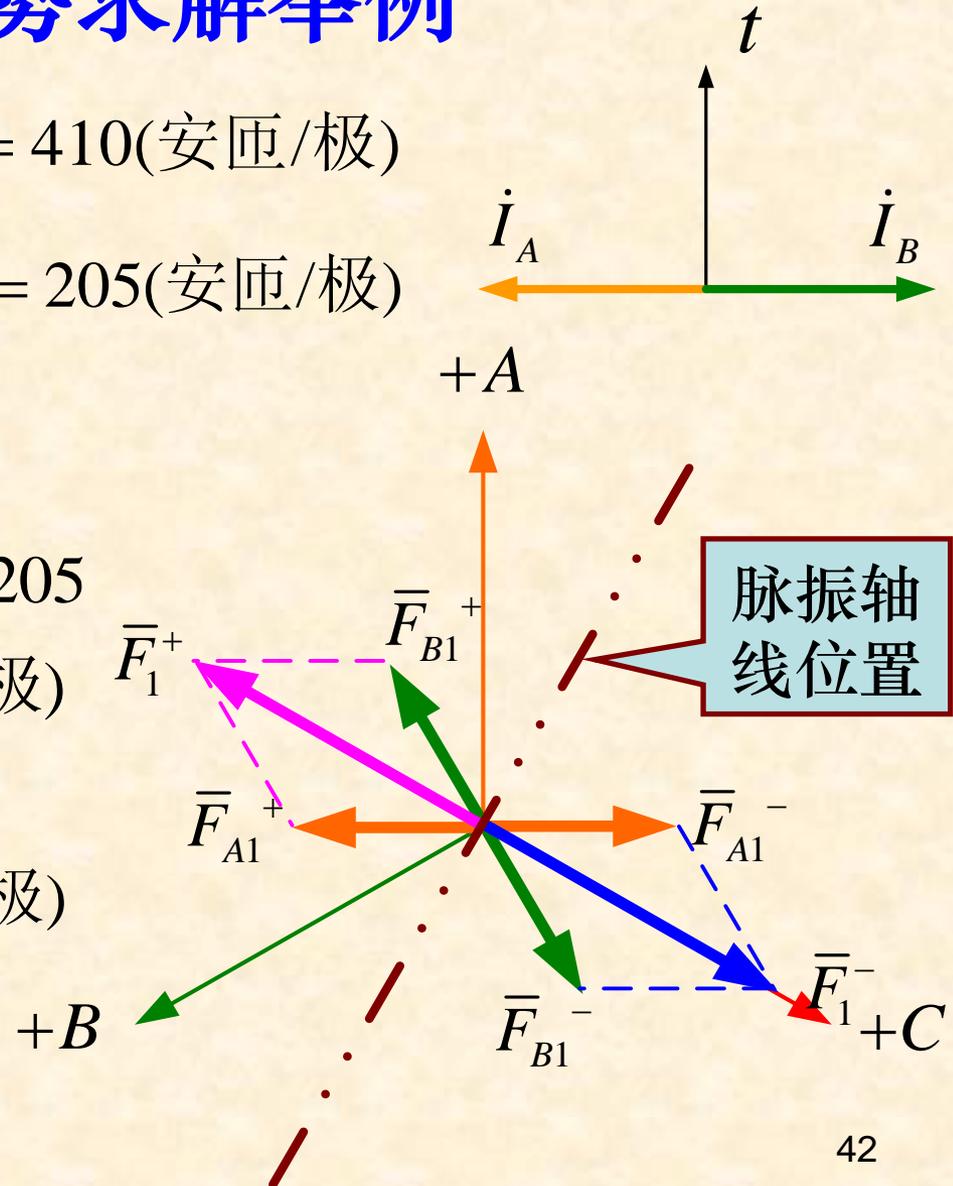
$$\begin{aligned} \text{由图可得: } F_1^+ &= F_1^- = \sqrt{3} \times 205 \\ &= 355 \text{ (安匝/极)} \end{aligned}$$

脉振磁势最大幅值为：

$$F_{1m} = 2 \times 355 = 710 \text{ (安匝/极)}$$

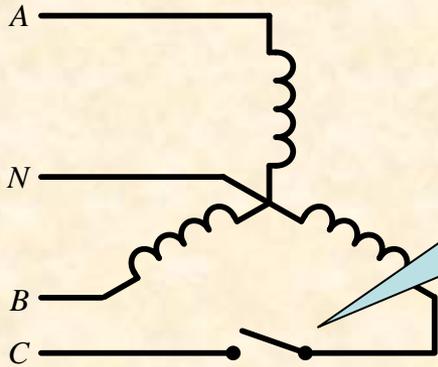
脉振轴线为：

$$\alpha = 150^\circ \text{ (或 } -30^\circ \text{)}$$

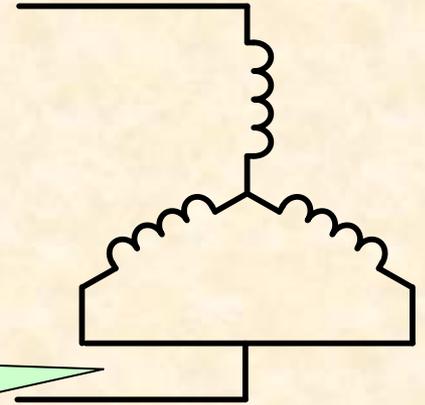


9.4 磁动势求解举例

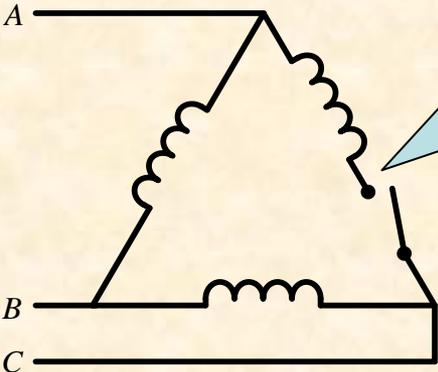
思考题： 下述情况下基波合成磁动势的性质如何？



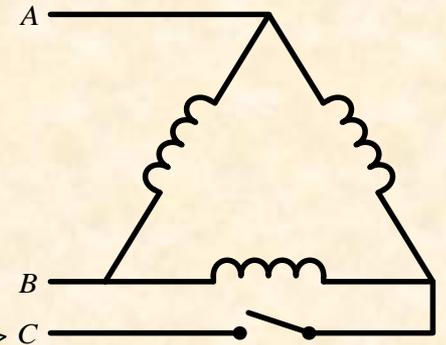
三相绕组星形接线
有中线，一相开路



三相绕组星形接线
无中线，线间短路



三相绕组三角形接
线，内部一相断线



三相绕组三角形接
线，外部一相开路

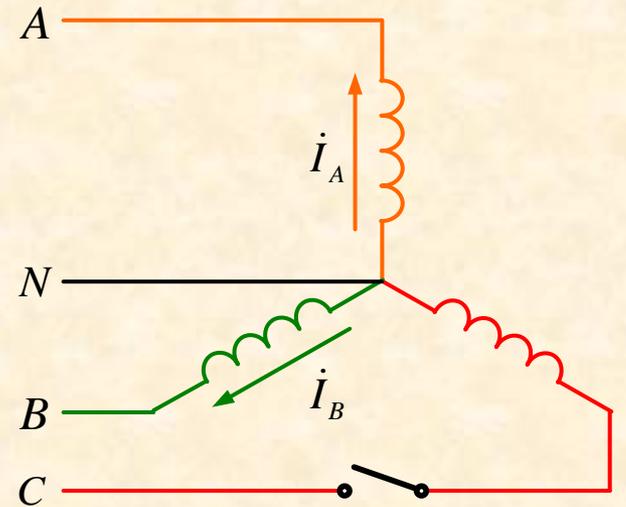
9.4 磁动势求解举例

例2: 三相对称绕组通入三相不对称电流，已知：

$$p = 2 \quad q = 3 \quad y = \frac{7}{9}\tau \quad a = 1 \quad W_c = 2$$

通入的电流为：

$$\begin{cases} i_A = 20 \sin \omega_1 t \\ i_B = -10 \sin(\omega_1 t - 60^\circ) \\ i_C = 0 \end{cases}$$



求基波合成磁势的性质及幅值。

9.4 磁动势求解举例

解：准备性工作

$$k_{y1} = \sin \frac{y}{\tau} 90^\circ \approx 0.94 \quad \alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z} = \frac{p \times 360^\circ}{2pmq} = 20^\circ$$

$$k_{q1} = \frac{\sin(q\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2)} \approx 0.96 \quad k_{W1} = k_{y1} k_{q1} \approx 0.90$$

$$W = \frac{2pqW_c}{a} = 24$$

$$F_{A1m} = 0.9 \frac{I_A \cdot W}{p} k_{W1} \approx 137.46 (\text{安匝/极})$$

$$F_{B1m} = 0.9 \frac{I_B \cdot W}{p} k_{W1} \approx 68.73 (\text{安匝/极})$$

9.4 磁动势求解举例

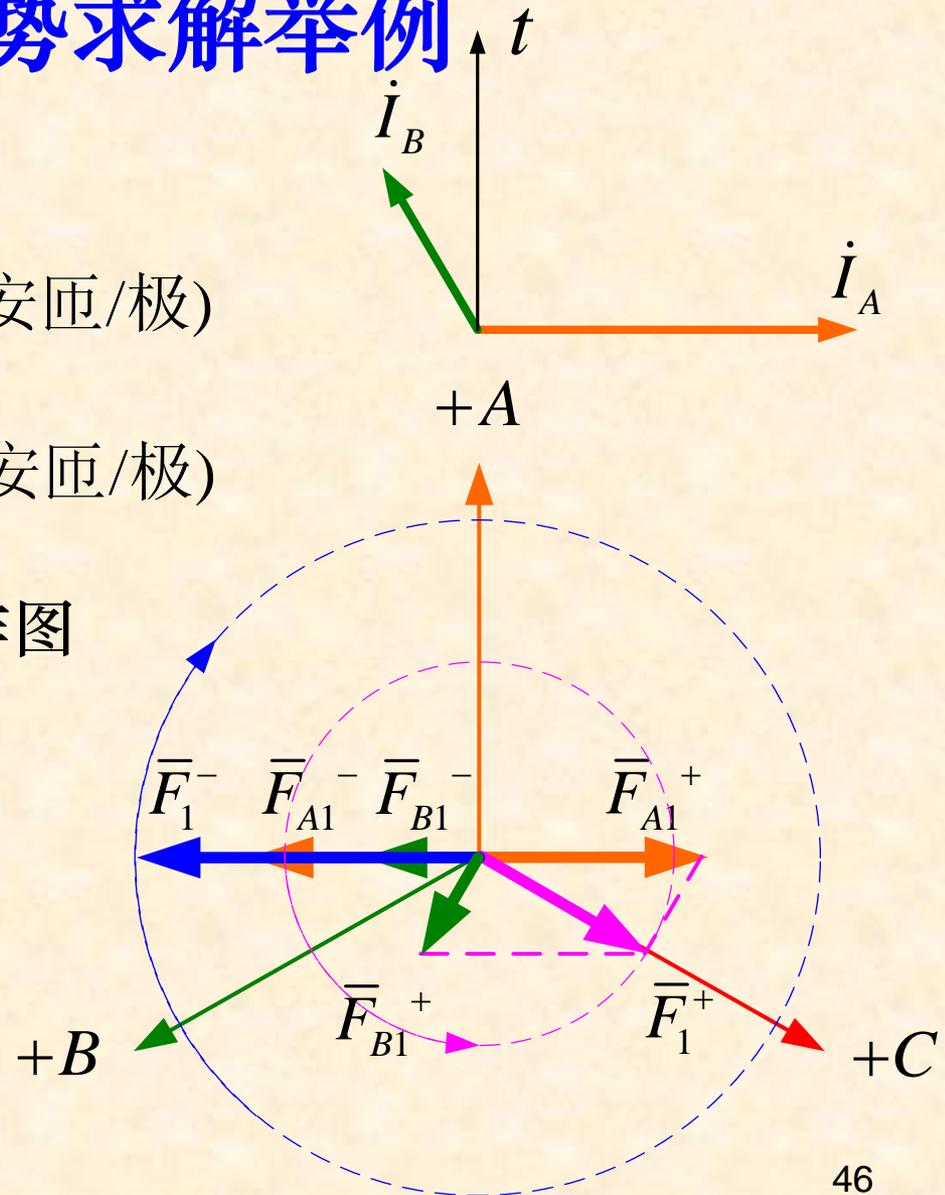
解：采用矢量作图法求解

$$F_{A1}^+ = F_{A1}^- = \frac{F_{A1m}}{2} = 68.73(\text{安匝/极})$$

$$F_{B1}^+ = F_{B1}^- = \frac{F_{B1m}}{2} \approx 34.37(\text{安匝/极})$$

任意取 $\omega_1 t = 0^\circ$ 时刻作图

$$\begin{cases} i_A = 20 \sin \omega_1 t \\ i_B = -10 \sin(\omega_1 t - 60^\circ) \\ i_C = 0 \end{cases}$$



9.4 磁动势求解举例

解：由矢量图可知

$$F_1^+ = \sqrt{F_{A1}^{+2} - F_{B1}^{+2}} \approx 59.52(\text{安匝/极})$$

$$F_1^- = F_{A1}^- + F_{B1}^- \approx 103.10(\text{安匝/极})$$

性质为椭圆形旋转磁势

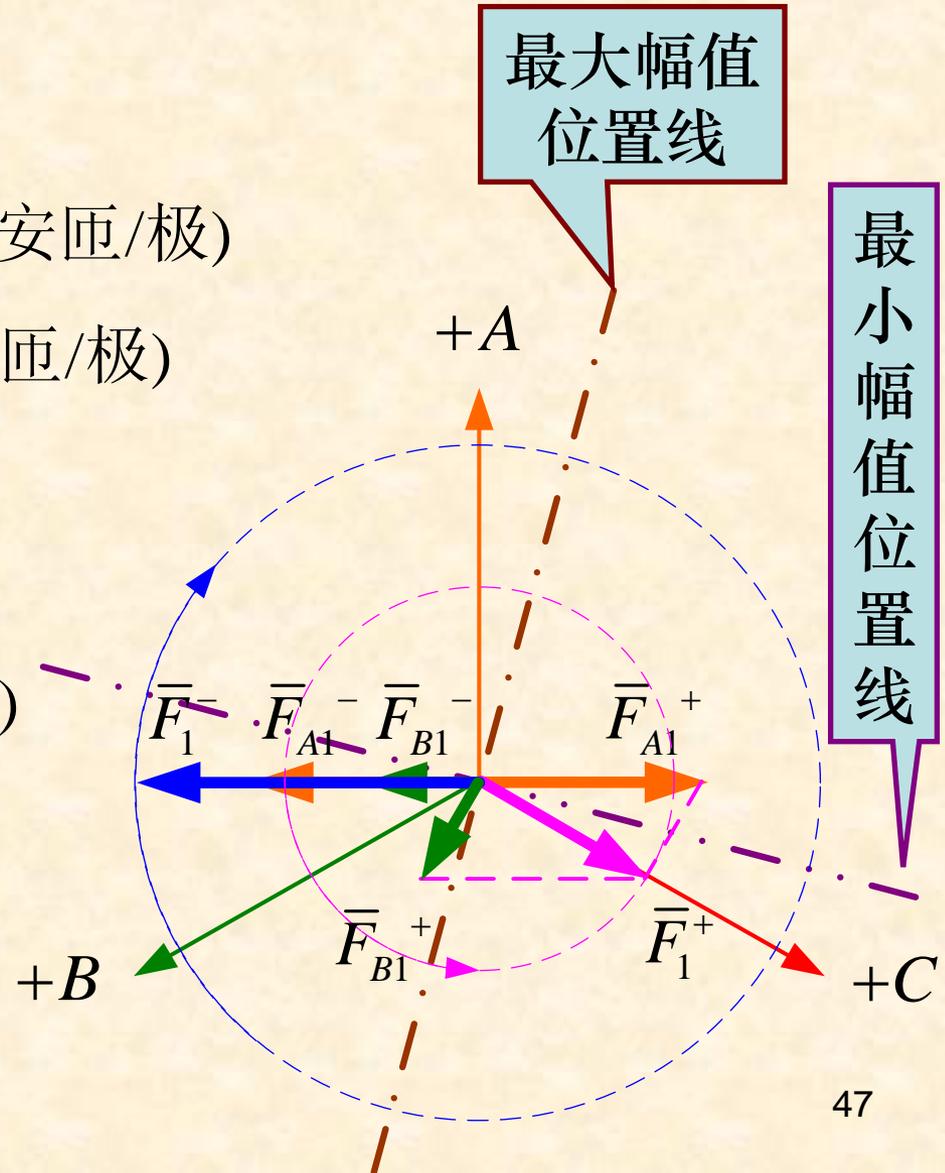
其最大幅值为：

$$F_1^+ + F_1^- = 162.62(\text{安匝/极})$$

其最小幅值为：

$$F_1^- - F_1^+ = 43.58(\text{安匝/极})$$

其幅值位置如图所示。



9.5 三相绕组的磁动势波形图

9.5.1 问题的提出

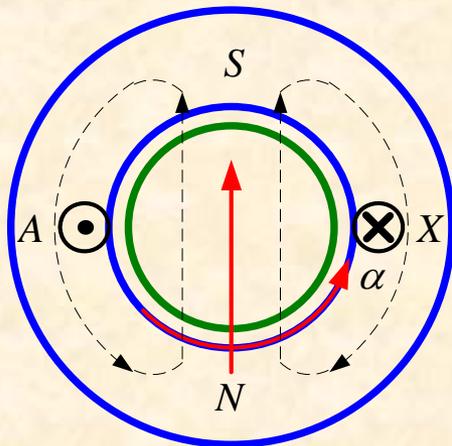
希望直接作出磁动势的空间分布，对电机磁场定性分析。

9.5.2 理论依据

安培环路定律。

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta + \frac{B_1}{\mu_{Fe}} L_1 + \frac{B_2}{\mu_{Fe}} L_2 = i_c W_c$$

气隙 定子 转子



其中认为： $\mu_0 \ll \mu_{Fe} = \infty$

$$\text{所以：} \quad \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} \approx 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta = i_c W_c$$

即：磁动势产生的磁压降全部降落在定、转子之间的气隙中。

9.5 三相绕组的磁动势波形图

9.5.3 作图步骤及其应注意的问题

- 对三相绕组进行正确分相，并建立空间纵座标。
- 规定电流及磁动势的正方向，一般假定：
 - 电流尾进首出为正。
 - 磁动势由定子指向转子为正。
- 标明作图瞬间电流的实际方向，特别需注意其大小。
- 根据安培环路定理并考虑环路包围电流多少及方向，做出磁动势曲线。
- 最后，根据磁动势曲线与横坐标所包围的正负面积相等，确定磁动势波形图的横坐标位置。

9.5 三相绕组的磁动势波形图

9.5.3 作图步骤及其应注意的问题

- 磁动势波形图**横坐标**的位置应使磁动势曲线与横坐标所包围的**正负面积相等**的原因：

要点1

$$b_{\delta} = \mu_0 h_{\delta} = \mu_0 \frac{f_{\delta}}{\delta}$$

气隙均匀时，气隙磁动势的空间分布即为气隙磁密的空间分布。

要点2

$$\begin{aligned} \text{磁通 } \phi &= \iint_S b_{\delta} ds = \iint_S b_{\delta} d(l \cdot x) \\ &= l \cdot \int_0^{\tau} b_{\delta} dx = \frac{\mu_0 l}{\delta} \int_0^{\tau} f_{\delta} dx \end{aligned}$$

即：气隙均匀时，电机中每极磁动势的波形与横坐标所包围的面积，也反映了每极的磁通量。

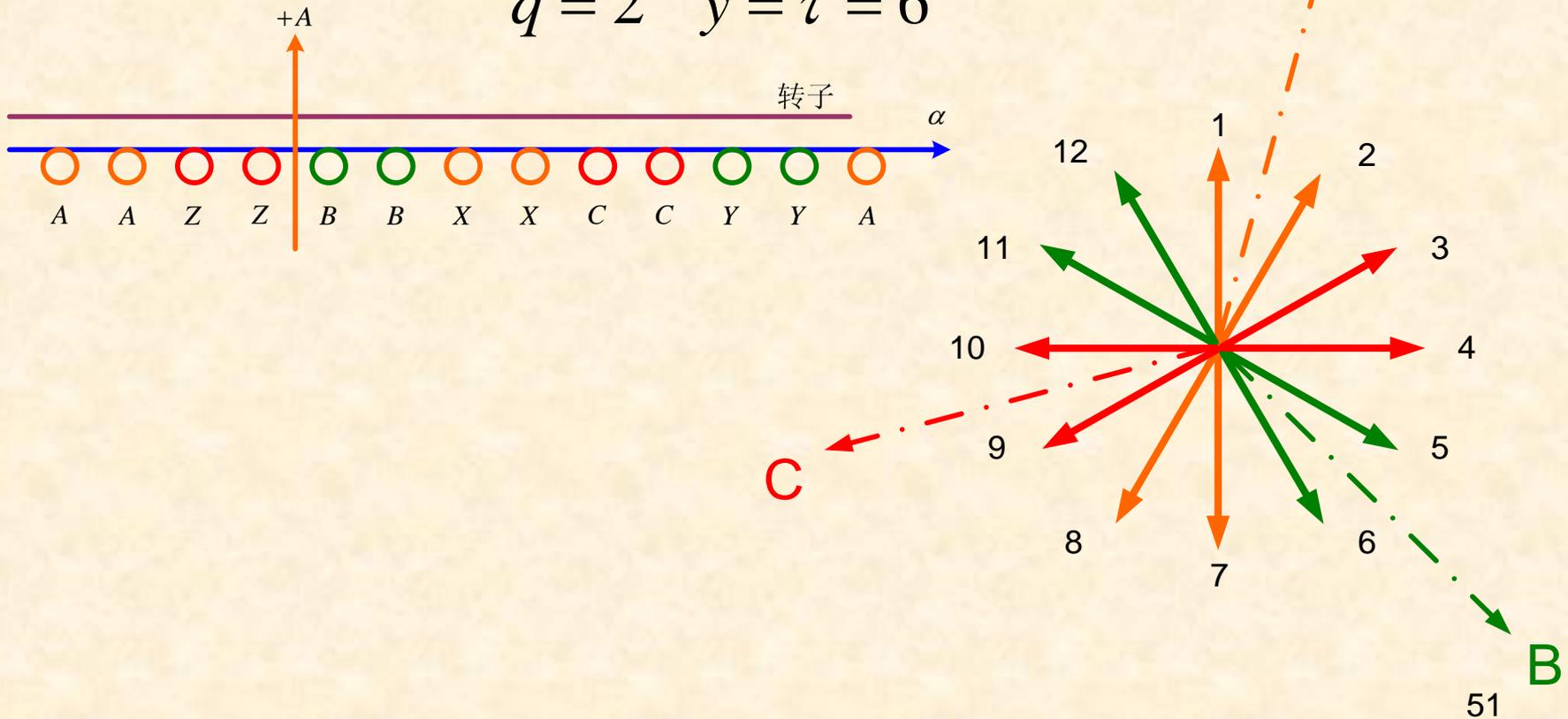
要点3

根据磁通连续性原理，电机中每极磁通量应相等。

9.5 三相绕组的磁动势波形图

9.5.4 举例说明

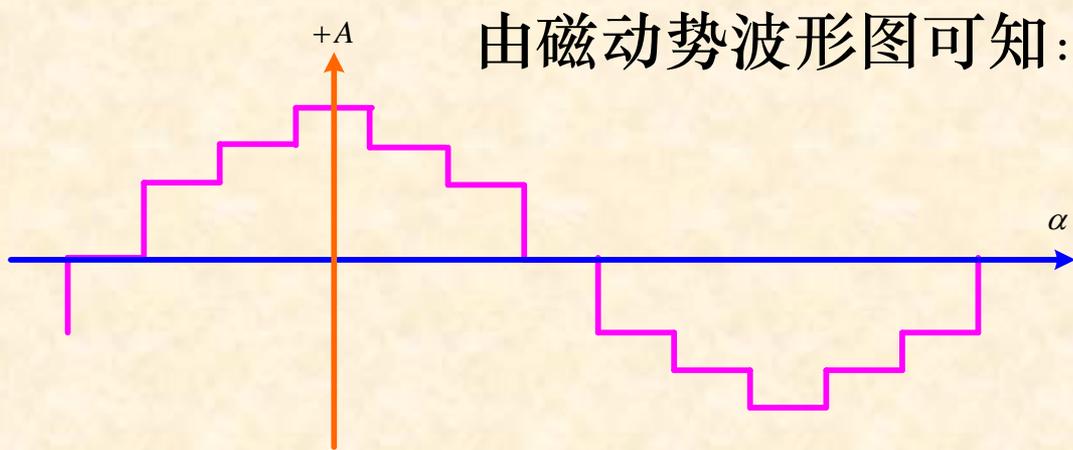
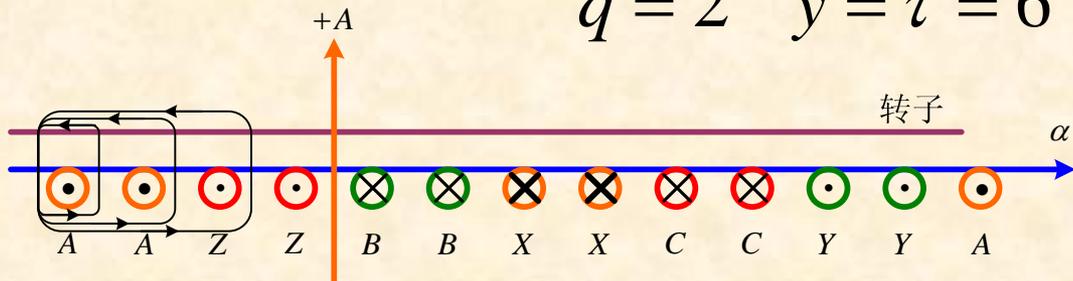
已知单层叠绕组: $m = 3$ $p = 1$ $Z = 12$
 $q = 2$ $y = \tau = 6$



9.5 三相绕组的磁动势波形图

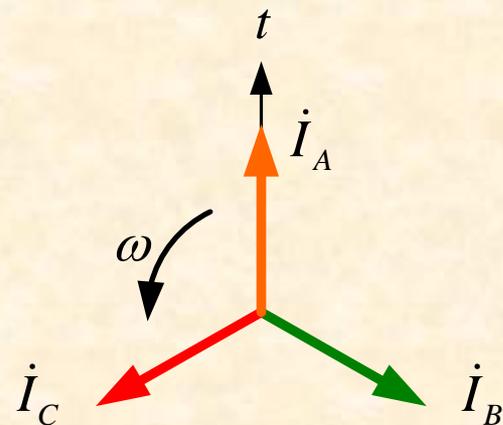
9.5.4 举例说明

已知单层叠绕组: $m = 3$ $p = 1$ $Z = 12$
 $q = 2$ $y = \tau = 6$



由磁动势波形图可知:

- ① 电机的极对数。
- ② 磁动势空间分布。
- ③ 磁动势瞬时幅值。
- ④ 取不同时刻作图可得磁动势旋转方向。



9.6 交流绕组的漏磁通及漏电抗

9.6.1 交流电机主磁通与漏磁通的划分

9.6.2 交流绕组漏磁通的分类

9.6.3 交流绕组漏磁通感应电动势的表达

9.6.1 交流电机主磁通与漏磁通的划分

(1) 主磁通

- 由基波旋转磁动势产生的并与定、转子绕组同时相交链的磁通称为**主磁通**。
- 显然主磁通既穿过定子铁心又穿过转子铁心，并且两次通过气隙。

(2) 定子漏磁通

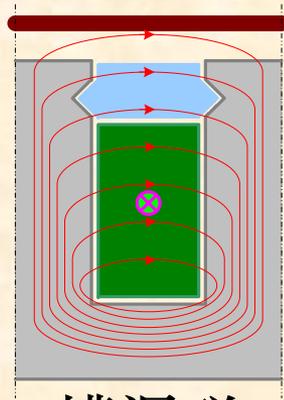
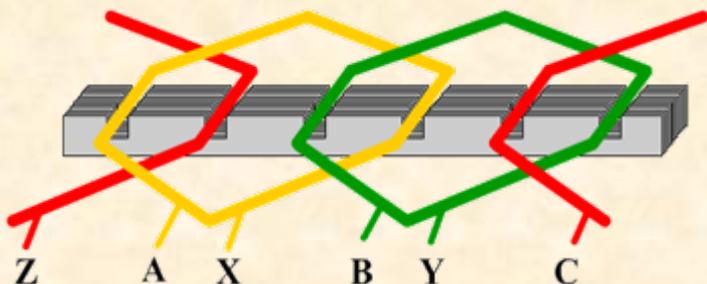
- 由定子三相电流产生的仅与定子绕组相交链而不与转子绕组相交链的磁通，以及谐波磁通统称为**定子漏磁通**。
- 本节仅考虑定子漏磁的分布与影响。

(3) 转子漏磁通

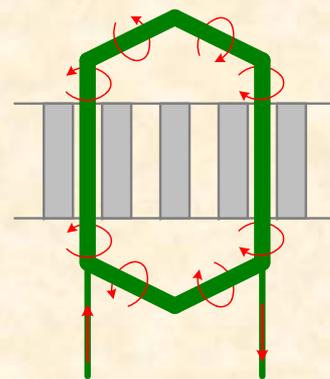
- 由转子电流产生的仅与转子绕组相交链而不与定子绕组相交链的磁通，称为转子漏磁通。
- 本节暂不考虑转子漏磁的分布与影响。

9.6.2 交流绕组漏磁通的分类

(1) 定子绕组槽漏磁通



槽漏磁



端部漏磁

(2) 定子绕组端部漏磁通

(3) 定子绕组谐波漏磁通

注意槽漏磁与端部漏磁的变化频率均为定子电流的频率。

- 三相电流产生的谐波磁场在定子绕组感应电动势的频率

$$f_v = \frac{n_v \cdot p_v}{60} = \frac{(n_1/v) \cdot vp}{60} = \frac{n_1 \cdot p}{60} = f_1$$

仍为基频

- 此处需要注意与转子励磁产生的谐波磁场在定子绕组中感应电动势的频率（详见第八章）加以区分。

9.6.3 交流绕组漏磁通感应电动势的表达

(1) 漏磁通变化感应电动势的组成及频率

- 漏磁通感应的电动势应包括：
 - 槽漏磁通随时间交变在一相绕组中感应的电动势；
 - 端部漏磁通随时间交变在一相绕组中感应的电动势；
 - 谐波漏磁通的空间旋转在一相绕组中感应的电动势。
- 上述漏磁通变化感应电动势的频率相同均为基波频率。

(2) 仿照变压器中场化路的分析方法

- 交流绕组漏磁通的变化（或旋转）在一相绕组中感应的电动势，可以用电流在一电抗上的压降加以表示。
- 可令：

漏磁电动势

$$\dot{E}_\sigma = -jI x_\sigma$$

定子一相绕组的漏电抗，简称定子漏抗。

9.6.3 交流绕组漏磁通感应电动势的表达

(3) 需注意的问题

- **定子漏抗应理解为：**三相对称绕组通入三相对称电流所建立的空间三维漏磁场，对一相绕组产生的影响所对应的等效参数。
- **产生的影响是指：**漏磁通的变化（或旋转）在一相绕组中产生的感应电动势，又称为漏磁电动势。
- **定子漏抗具有较强的综合性：**
 - 其一，综合了槽漏磁、端部漏磁和谐波漏磁的影响。
 - 其二，综合了三相电流产生的漏磁场对一相的影响。
- 定子漏抗的数值可由相关实验测取，具体方法详见第十章有关内容。

本章要点

- (1) 学习电机学时空观的进一步强化。
- (2) 单相绕组通入交变电流产生的基波与谐波磁动势的大小及性质。
- (3) 基波脉振磁动势的分解。
- (4) 三相对称绕组通入三相对称电流产生的基波与谐波磁动势的大小及性质。
- (5) 利用矢量图辅助求解基波合成磁动势的方法。
- (6) 磁动势波形图的做法及其应用。
- (7) 交流绕组的漏磁通及其场化路的表达方式。
- (8) 定子一相绕组漏抗的含义及其综合性的理解。

本章习题

习题14 分析题 第1、2、3、4题

习题15 作图计算题 第2、4题

交流绕组电势、磁势部分课后习题

(共 10 题)

- | | | |
|------|-------|-----------|
| 习题11 | 计算题 | 第1、3题 |
| 习题12 | 计算题 | 第1、3题 |
| 习题14 | 分析题 | 第1、2、3、4题 |
| 习题15 | 作图计算题 | 第2、4题 |

第10章 同步发电机的基本电磁关系

10.1 同步发电机空载运行

10.2 同步发电机负载运行

10.3 隐极同步发电机的基本电磁关系

10.4 凸极同步发电机的双反应理论

10.5 凸极同步发电机的基本电磁关系

10.6 同步发电机的特性曲线

10.7 有关参数的实验求取

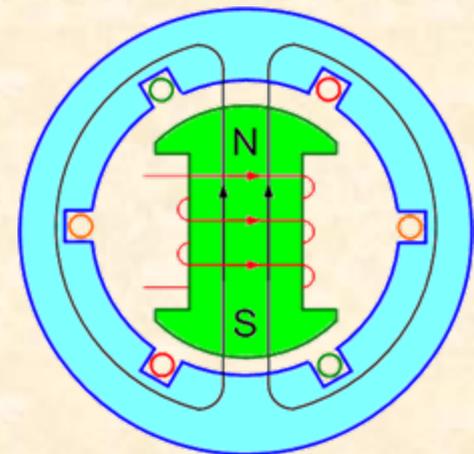
10.1 同步发电机空载运行

10.1.1 同步发电机空载运行的电磁过程

10.1.2 空载特性

10.1.1 同步发电机空载运行的电磁过程

- ① 电枢（定子）绕组开路
- ② 励磁（转子）绕组通入直流励磁电流
- ③ 转子由原动机拖动同步旋转



$$I_f \longrightarrow F_f = I_f W_f \quad \text{其波形非正弦}$$

$$\text{其中基波 } F_{f1} \longrightarrow \text{基波主磁通 } \phi_0 \quad p=1$$

基波磁场在空间旋转 \longrightarrow 在每相绕组中感应电动势 E_0

由第八章内容可知：
$$E_0 = 4.44 \times f_1 \times W \times k_{w1} \times \phi_0$$

$$\text{其中：} f_1 = \frac{n_1 \times p}{60}$$

10.1.2 空载特性

(1) 空载特性的本质

- 空载运行的电磁过程反映的是在转速一定的前提下，**励磁电动势**（电枢绕组开路电压）与**励磁电流**间的关系。

- 空载特性是指： $E_0 = f(I_f)$

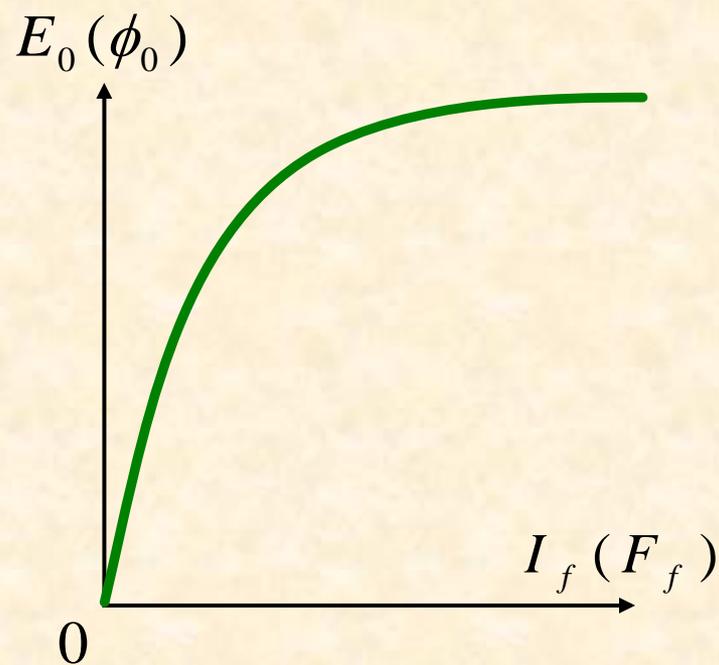
- 考虑到： $I_f \propto F_f$

- 可得到： $E_0 = f(F_f)$

- 又考虑到： $E_0 \propto \phi_0$

- 可得到： $\phi_0 = f(F_f)$

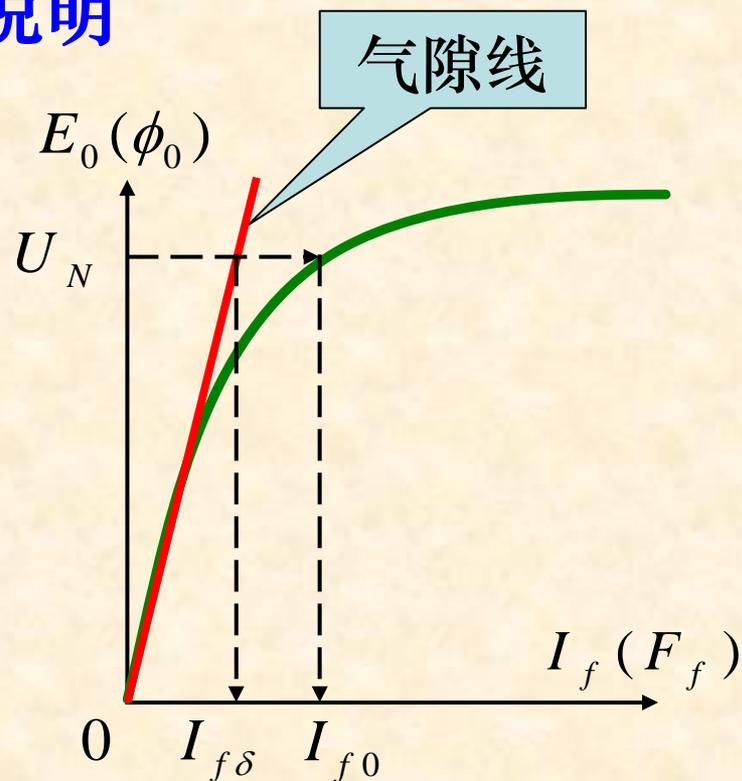
- 可见究其本质空载特性曲线为反映电机主磁路特性的**磁化曲线**；因主磁路含有铁磁材料，故其为**饱和曲线**。



10.1.2 空载特性

(2) 关于空载特性曲线的四点说明

- ① 气隙线的概念。
- ② 饱和系数的概念。
- ③ 空载特性曲线虽由空载实验测取，但负载运行可用。
- ④ 空载特性曲线横坐标所代表的量并非正弦波。
 - 励磁磁动势的波形可由 § 9-5 的方法做出。
 - 隐极同步电机的励磁磁动势波形为**阶梯波**。
 - 凸极同步电机的励磁磁动势波形为**矩形波**。



$$k_{\mu} = \frac{I_{f0}}{I_{f\delta}} = 1.1 \sim 1.25$$

10.2 同步发电机负载运行

10.2.1 电枢反应的定义

10.2.2 分析电枢反应的工具体—时空相矢图

10.2.3 不同内功率因数角时的电枢反应

10.2.4 纵轴、横轴的概念及d-q分解

10.2.1 电枢反应的定义

(1) 定义

同步发电机带对称负载运行时，电枢电流建立的**基波磁场**对励磁磁场**基波**的影响称为**电枢反应**。

(2) 说明

- 由于电枢反应这一影响是由电枢磁场引起的，
- 而且电枢磁场是由电机负载后电枢电流所产生的电枢磁动势所建立的，
- 所以电枢电流产生的磁动势又称为**电枢反应磁动势**。
- 可以肯定：电枢反应的结果，应是由**电枢反应基波磁动势**与**励磁磁动势基波**的矢量合成而构成的所谓**气隙合成磁动势**引起的。

10.2.2 分析电枢反应的工具—时空相矢量图

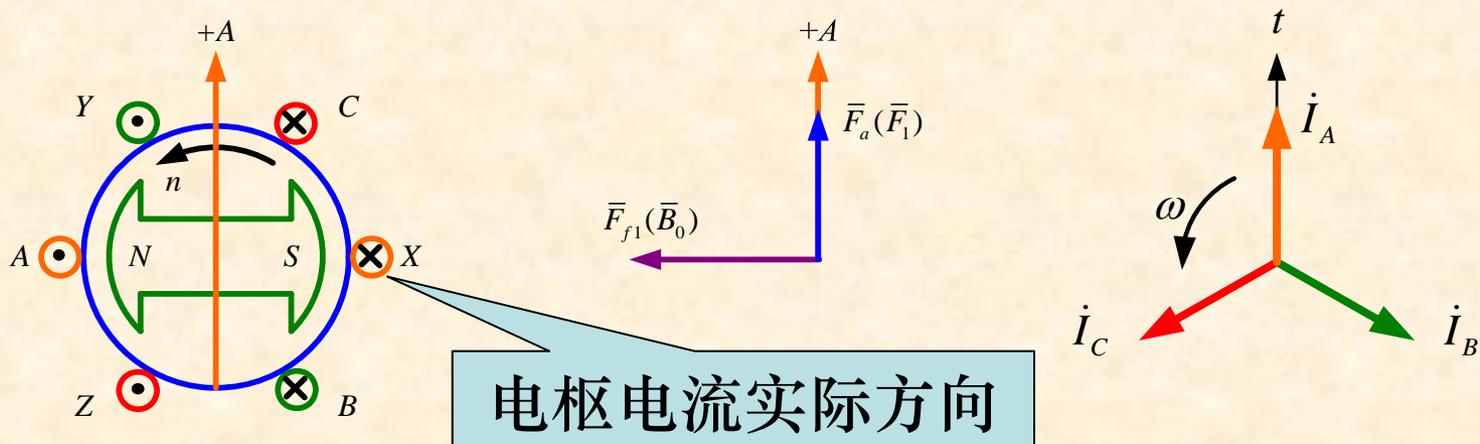
(1) 空间矢量（在空间按正弦规律分布的量）

要素 矢量	位置	方向	大小	转速
\bar{F}_{f1} \bar{B}_0	磁极轴线	N极指向	与励磁电流的大小有关	随转子同步转速
\bar{F}_a (\bar{F}_1)	与瞬间三相电流的大小有关	与瞬间三相电流方向成右手关系	与电枢相电流大小有关	与电枢电流频率及电机极对数有关

10.2.2 分析电枢反应的工具—时空相矢量图

(1) 空间矢量 (在空间按正弦规律分布的量)

要素 矢量	位置	方向	大小	转速
\bar{F}_{f1} \bar{B}_0	磁极轴线	N极指向	与励磁电流的大小有关	随转子同步转速
\bar{F}_a (\bar{F}_1)	与瞬间三相电流的大小有关	与瞬间三相电流方向成右手关系	与电枢相电流大小有关	与电枢电流频率及电机极对数有关



10.2.2 分析电枢反应的工具体—时空相矢量图

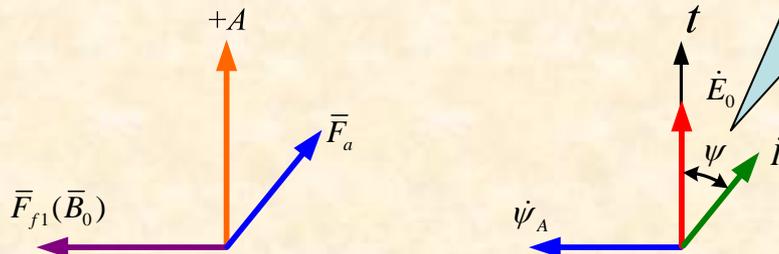
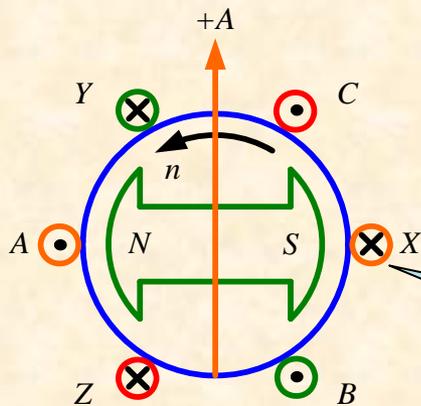
(2) 时间相量 (随时间按正弦规律变化的量)

要素 相量	大 小	相 位	频 率
\dot{E}_0 (A相)	由基波磁通量 与转子的转速 决定	由转子的位 置与转子的 极性确定	由电机的极对 数与转子的转 速决定
\dot{I} (A相)	由感应电动势 的大小和阻抗 的大小决定	由感应电动势 的相位和阻抗 角决定	由感应电动势 的频率决定

10.2.2 分析电枢反应的工具—时空相矢量图

(2) 时间相量 (随时间按正弦规律变化的量)

要素 相量	大小	相位	频率
\dot{E}_0 (A相)	由基波磁通量与转子的转速决定	由转子的位置与转子的极性确定	由电机的极对数与转子的转速决定
\dot{I} (A相)	由感应电动势的大小和阻抗的大小决定	由感应电动势相位和阻抗角决定	由感应电动势的频率决定



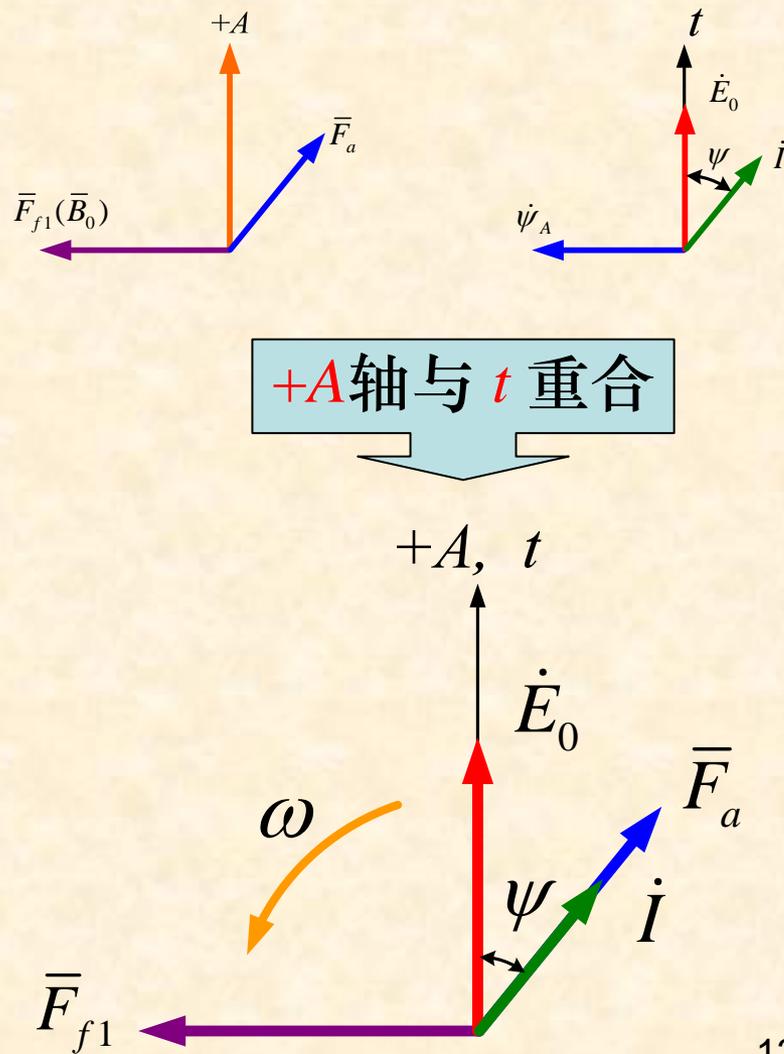
内功率因数角

感应电动势规定正方向

10.2.2 分析电枢反应的工具—时空相矢量图

(3) 时空相矢量图

- 将空间坐标 $+A$ 轴与时间坐标 t 重合，空间矢量与时间相量一并画出。
- 用以揭示空间矢量与时间相量间的相互关系。
- 特别注意到空间矢量旋转的角速度与时间相量变化的角频率相等。
- 所以在时空相矢量图中，空间矢量以及时间相量间的相对角度保持不变。



10.2.2 分析电枢反应的工具—时空相矢量图

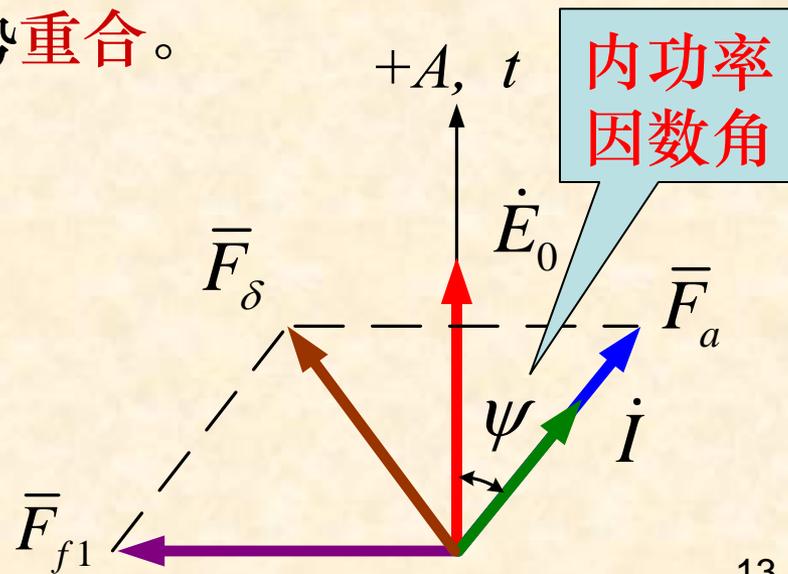
(4) 结论

前提： 在前述正方向规定下，且当 **+A** 轴与 **t** 重合时

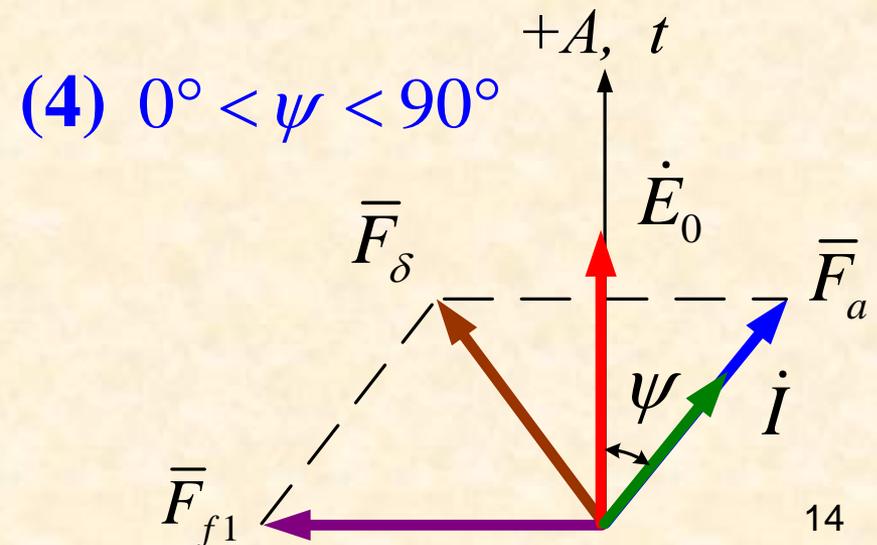
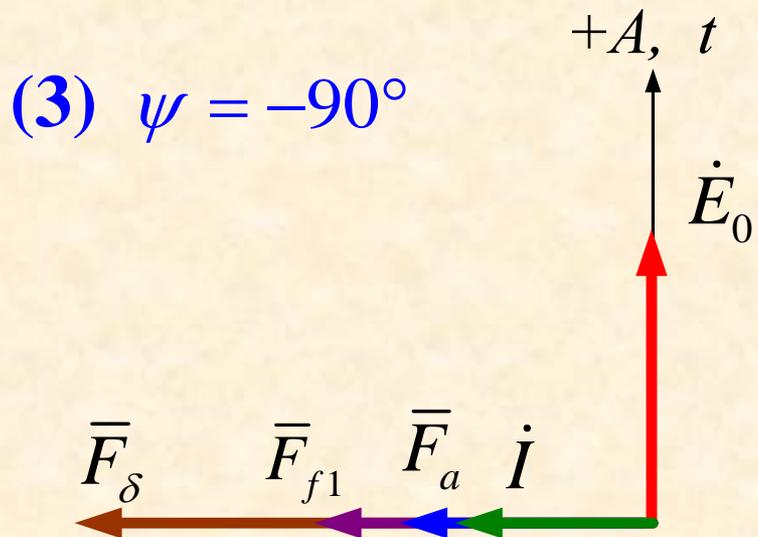
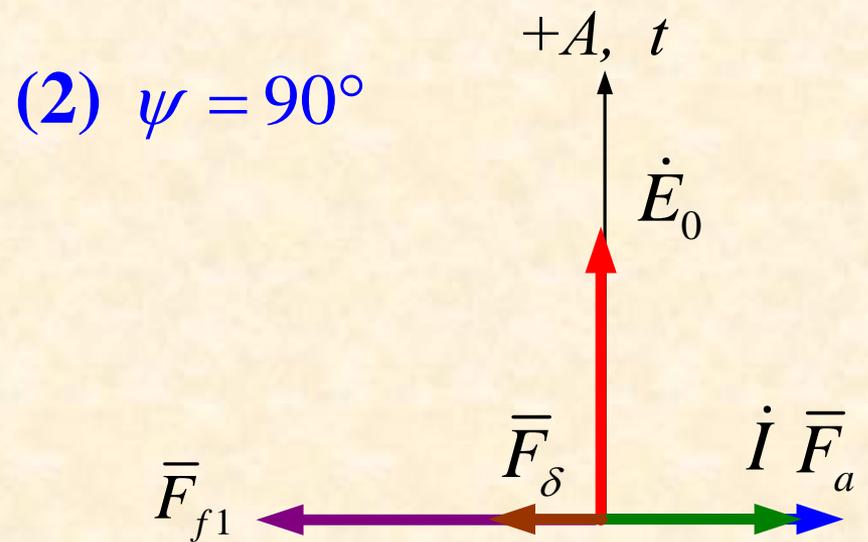
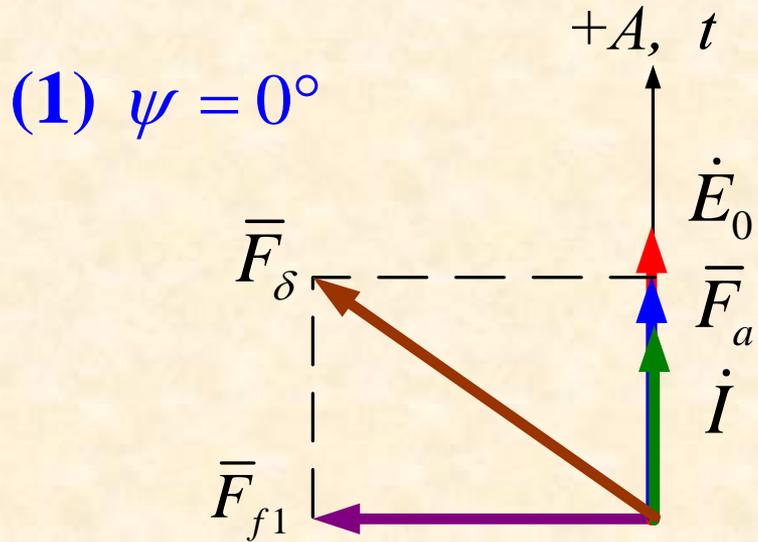
- ① 由转子励磁磁场在定子A相绕组中感应的电动势，落后于励磁基波磁动势 90° 。
- ② 定子A相绕组的电流与定子三相电流共同产生的电枢反应磁动势**重合**。
- ③ 气隙合成磁动势应为：

$$\bar{F}_\delta = \bar{F}_{f1} + \bar{F}_a$$

- ④ 电枢反应磁动势对励磁磁动势基波的影响结果，与**内功率因数角**关系密切。



10.2.3 不同内功率因数角时的电枢反应



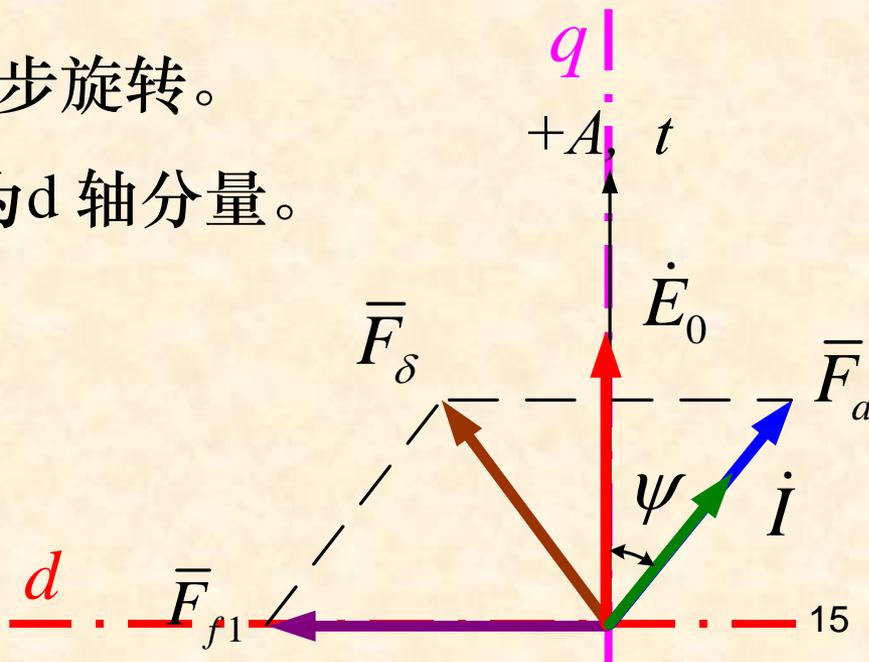
10.2.4 纵轴、横轴的概念及d-q分解

(1) 定义

- 转子磁极的轴线为纵轴（又称为d轴或直轴）。
- 与纵轴在电空间正交的轴线为横轴（又称为q轴或交轴）。

(2) 显然

- d轴与q轴随转子一起同步旋转。
- 转子励磁基波磁动势仅为d轴分量。
- 任意内功率因数角时的电枢反应磁动势，可以向d、q轴方向进行分解。



10.2.4 纵轴、横轴的概念及d-q分解

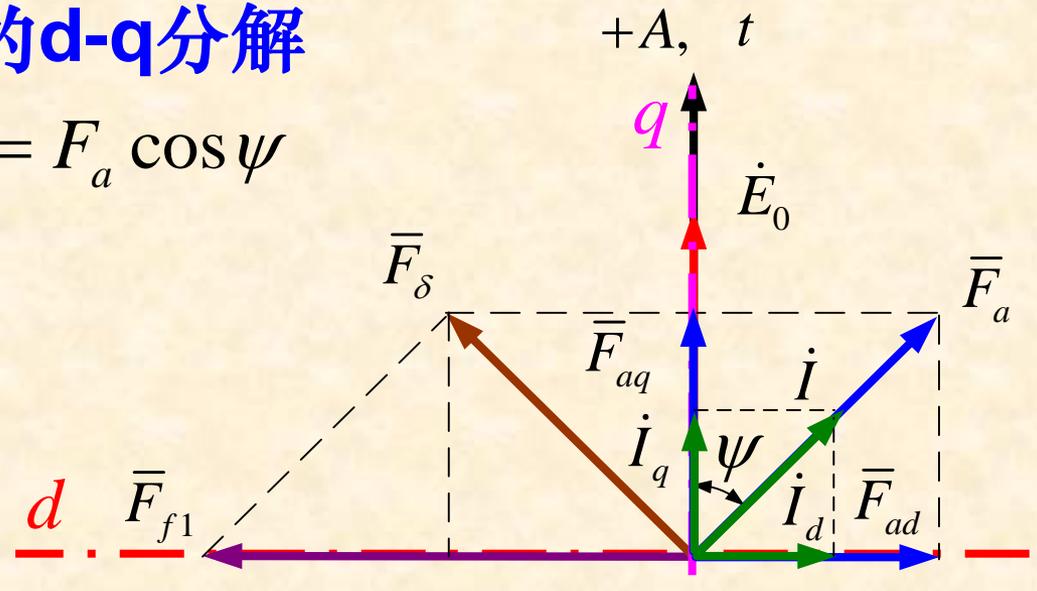
(3) 电枢反应磁动势的d-q分解

$$F_{ad} = F_a \sin \psi \quad F_{aq} = F_a \cos \psi$$

$$F_a = \sqrt{F_{ad}^2 + F_{aq}^2}$$

$$\bar{F}_a = \bar{F}_{ad} + \bar{F}_{aq}$$

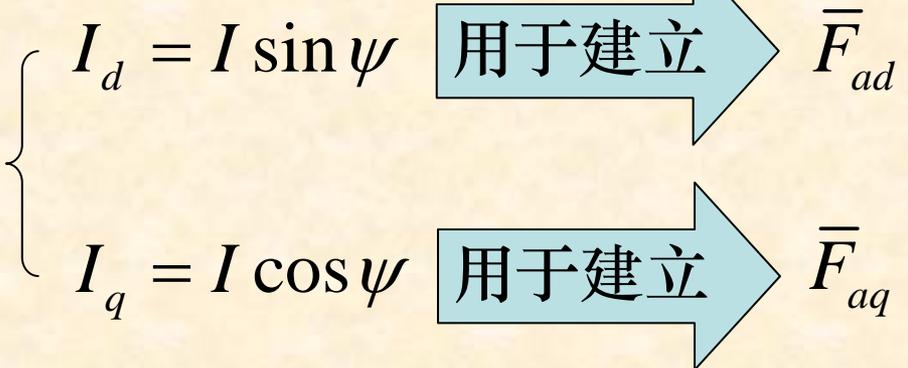
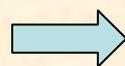
$$\bar{F}_\delta = \bar{F}_{f1} + \bar{F}_{ad} + \bar{F}_{aq}$$



(4) 电枢电流的d-q分解

$$\dot{i} = \dot{i}_d + \dot{i}_q$$

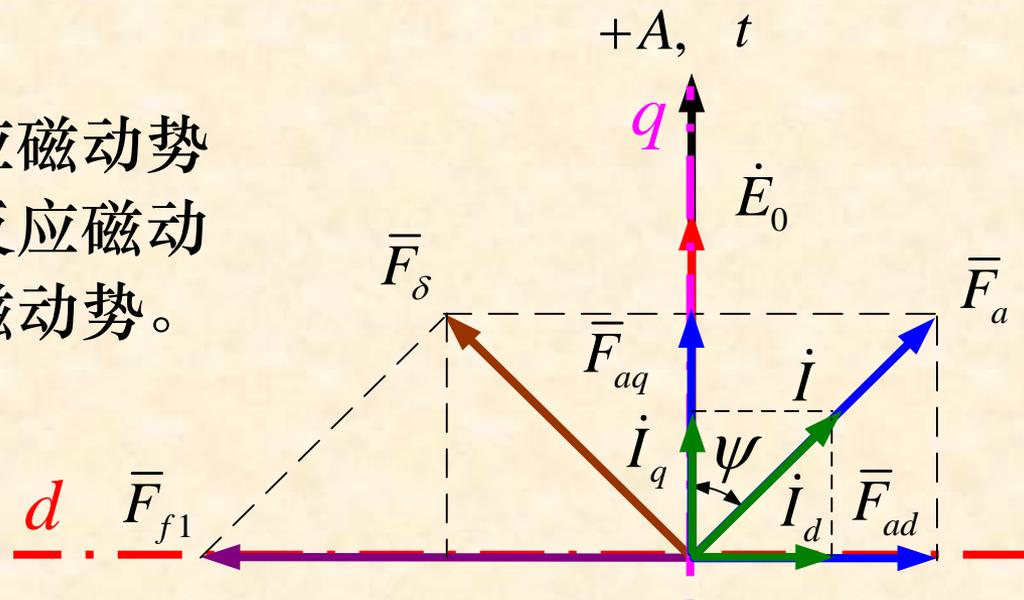
$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$



10.2.4 纵轴、横轴的概念及d-q分解

(5) 结论

- ① 任意位置的电枢反应磁动势可分解为**纵轴**电枢反应磁动势和**横轴**电枢反应磁动势。
- ② **纵轴**电枢反应磁动势不外乎起到加磁或去磁作用。
- ③ **横轴**电枢反应磁动势主要是使原来气隙磁场发生扭斜。
- ④ 具体加磁、去磁或扭斜的情况根据内功率因数角而定。
- ⑤ 其中气隙磁场发生扭斜是旋转电机实现机电能量转换的必要条件，十分重要；其证明详见第十一章。



注意： d-q分解还将在凸极同步电机分析中得到应用。 17

10.3 隐极同步发电机的基本电磁关系

10.3.1 电磁分析

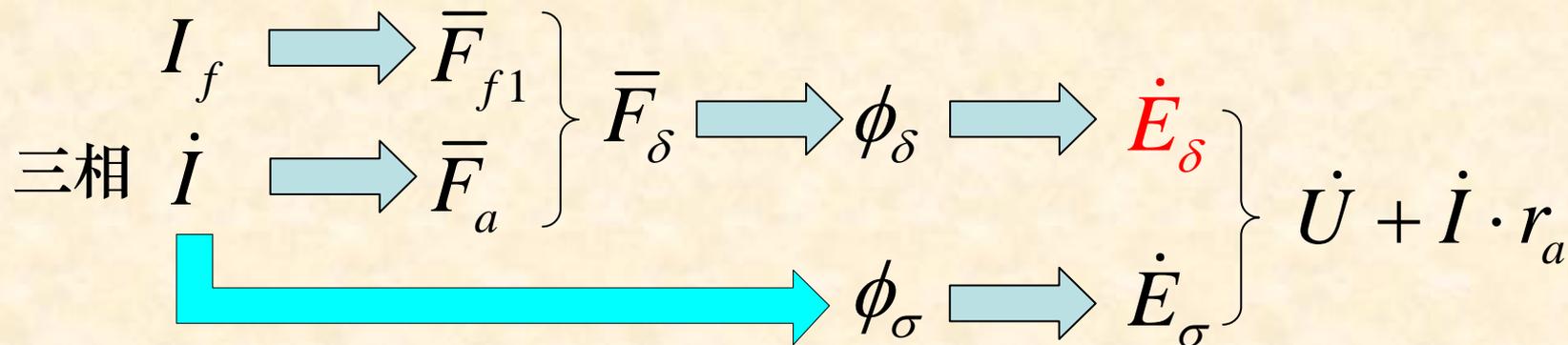
10.3.2 不计饱和时的电压平衡方程式

10.3.3 不计饱和时的相量图及等值电路

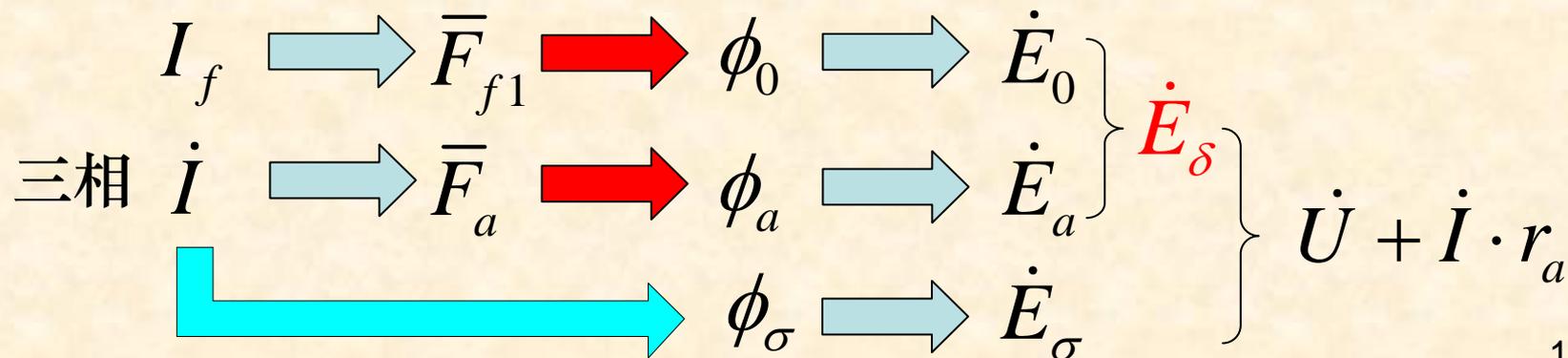
10.3.4 考虑饱和时的问题分析

10.3.1 电磁分析

(1) 电机内部的实际情况



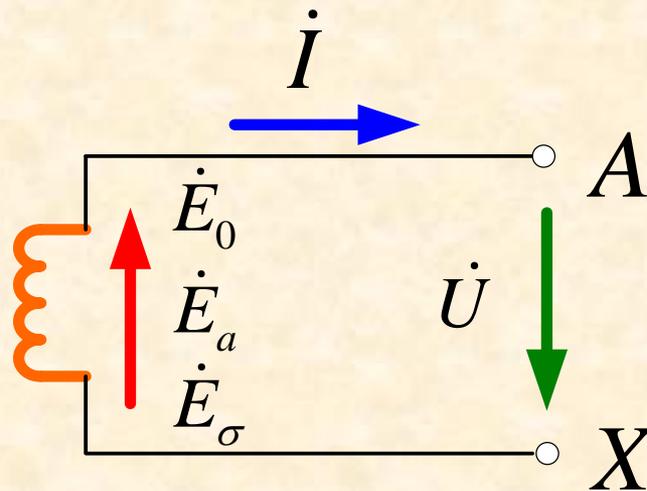
(2) 不考虑饱和可采用叠加原理时的情形



10.3.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(1) 正方向的规定

- 电枢绕组中的感应电动势**尾进首出**为正。（默认为A相）
- 电枢电流**尾进首出**为正。
- 发电机端口电压与电流的关联正方向采用**发电机惯例**。
- 注意发电机惯例电流是从高电位流出。
- 而且此时功率为“**正**”则为发出功率。



电压方程式中的电枢一相绕组电阻上图中未画出

(2) 回路电压方程

$$\Sigma \dot{E} = \Sigma \dot{U} \quad \longrightarrow \quad \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a$$

10.3.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(3) 参数引入 (即场化路的分析方法)

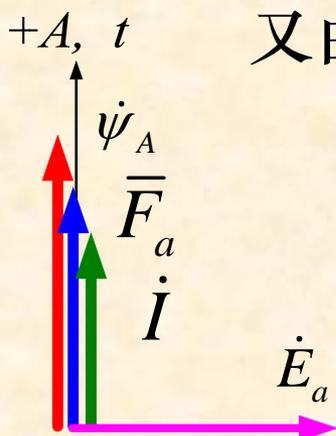
- ① 漏磁通 (槽漏磁、端部漏磁和谐波漏磁) 产生的磁通链随时间交变或旋转, 在一相绕组中感应的漏磁电动势

$$\dot{E}_\sigma = -j\dot{I} \cdot x_\sigma \quad \text{称为一相绕组的漏电抗 (第九章)}$$

- ② 电枢反应磁通旋转在一相绕组中感应的电枢反应电动势

首先由于不计饱和, 所以: $E_a \propto \phi_a \propto \psi_A \propto F_a \propto I$

又由时空相矢量图可知:



电枢反应电动势滞后于电枢电流 90° , 故可令:

$$\dot{E}_a = -j\dot{I} \cdot x_a$$

称为隐极同步电机不计饱和时的一相绕组电枢反应电抗

10.3.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(4) 电压平衡方程式

$$\dot{E}_\sigma = -j\dot{I} \cdot x_\sigma$$

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a$$

$$\dot{E}_a = -j\dot{I} \cdot x_a$$

所以：

$$\begin{aligned}\dot{E}_0 &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I} \cdot x_a \\ &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_s\end{aligned}$$

称为隐极同步电机不计饱和时一相绕组同步电抗

显然其中：

$$x_s = x_\sigma + x_a$$

另外注意：

$$\dot{E}_\delta = \dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma$$

10.3.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(5) 有关电抗的进一步说明

① 电枢反应电抗与漏电抗均为等效参数。

- 电枢反应电抗应理解为：三相对称电流共同建立的电枢反应磁场，在不计铁心饱和的情况下对一相绕组产生影响的场化路等效参数。
- 漏电抗应理解为：三相对称电流共同建立的漏磁场对一相绕组产生影响的场化路等效参数。

② 同步电抗为综合参数。

- 同步电抗应理解为：隐极同步电机对称稳态运行且不计铁心饱和时的电枢反应磁场以及漏磁场对一相绕组产生综合影响的场化路等效参数。

不计饱和
即指气隙

Wk_{w1}

③ 当频率一定时，电抗大小既与一相绕组有效匝数平方成正比，且与磁路的几何尺寸及其材料磁导率有关。

④ 上述电抗均为一相的参数，并且可由实验方法测出。

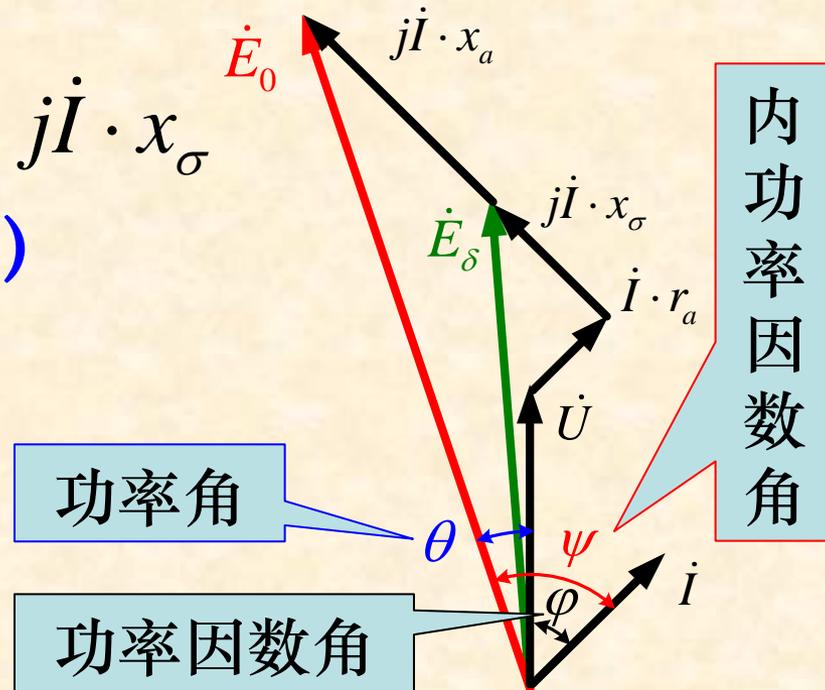
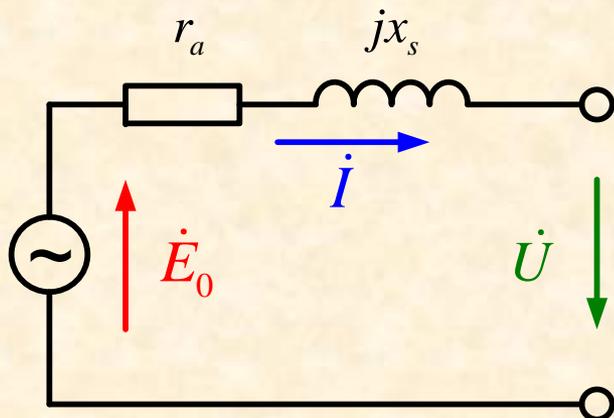
10.3.3 不计饱和时的相量图及等值电路

(1) 相量图

$$\begin{aligned}\dot{E}_0 &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I} \cdot x_a \\ &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_s\end{aligned}$$

另外: $\dot{E}_\delta = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma$

(2) 等值电路 (或等效电路)



10.3.3 不计饱和时的相量图及等值电路

(3) 四点说明

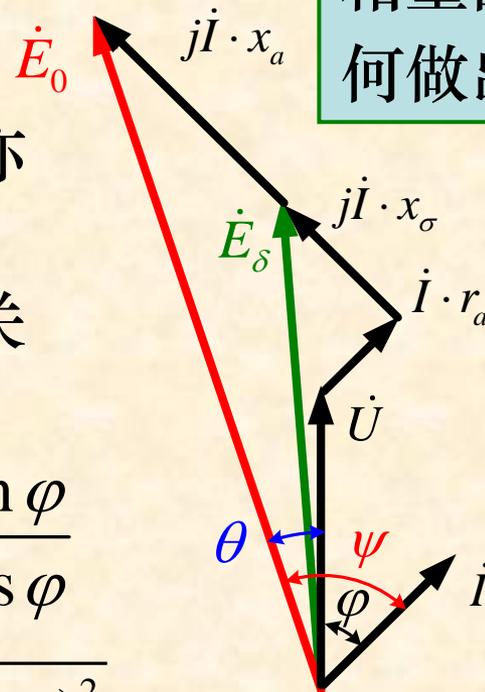
- ① 不计饱和励磁电动势应为**气隙线**上的值。
- ② 电机带负荷运行时励磁电动势的**单独存在性**及内功率因数角的**抽象性**。

古人云：皮之不存，毛将焉附？

- ③ 方程式和相量图中各量均为相值，亦可采用标么值加以表示。
- ④ 由相量图可得出一些量的简单几何关系将有助于定量计算，例如：

$$\theta = \psi - \varphi \quad \psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I \cdot x_s + U \sin \varphi}{I \cdot r_a + U \cos \varphi}$$

$$E_0 = \sqrt{(I \cdot x_s + U \sin \varphi)^2 + (I \cdot r_a + U \cos \varphi)^2}$$

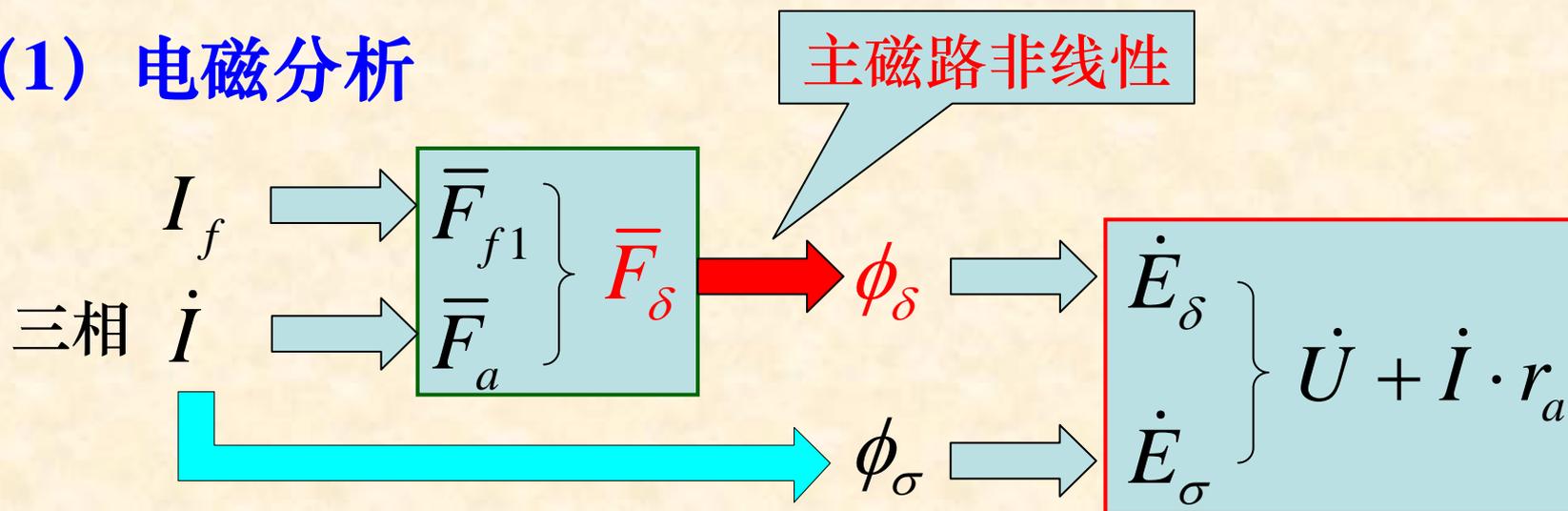


自测题

电流超前电压时的相量图如何做出？

10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(1) 电磁分析



(2) 基本方程式

$$\bar{F}_\delta = \bar{F}_{f1} + \bar{F}_a \quad (\text{特须注意: 均为基波且为空间矢量。})$$

$$\dot{E}_\delta = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_\sigma \quad (\text{注意: 均为基波且为时间相量。})$$

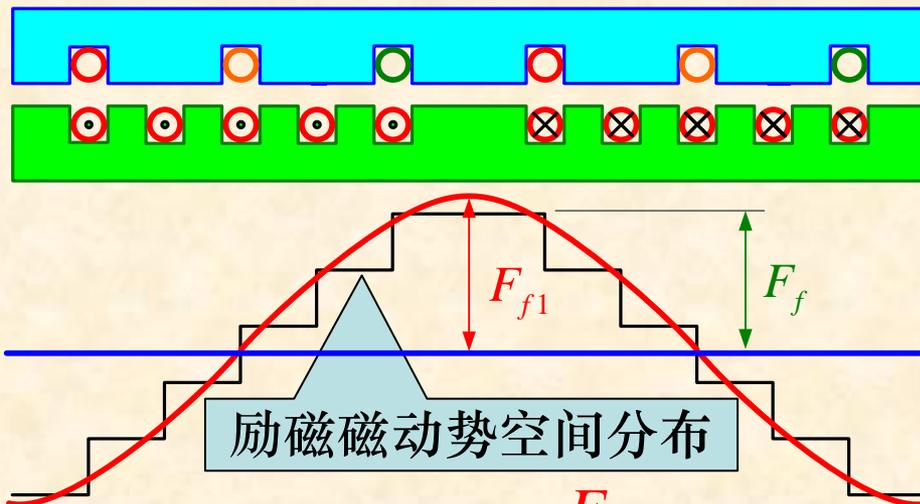
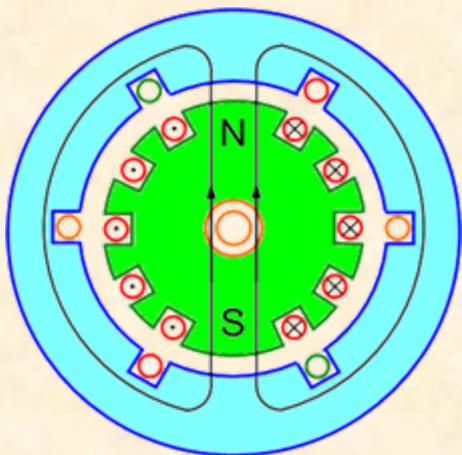
关键问题在于: 如何实现气隙合成磁动势与气隙电动势之间的互求?

10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(3) 利用空载特性互求气隙合成磁动势与气隙电动势

- 空载特性本质上反映了电机的磁路特性
- 空载特性曲线横坐标所代表的量并非正弦波

以隐极同步电机为例说明转子励磁磁动势的空间分布：



定义：励磁磁动势的波形系数为 $k_f = \frac{F_{f1}}{F_f}$

显然：励磁磁动势的基波幅值可由傅氏积分求出。

10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(3) 利用空载特性互求气隙合成磁动势与气隙电动势

■ 气隙合成磁动势的等效折合

条件：折合前后使其产生的基波磁通量相同，以保证感应的基波电动势相等。

方法：原本 F_δ 为正弦基波幅值 \longrightarrow 产生 ϕ_δ

想象 F_δ' 为等效转子励磁磁动势阶梯波最大值

$$k_f = \frac{F_{f1}}{F_f}$$

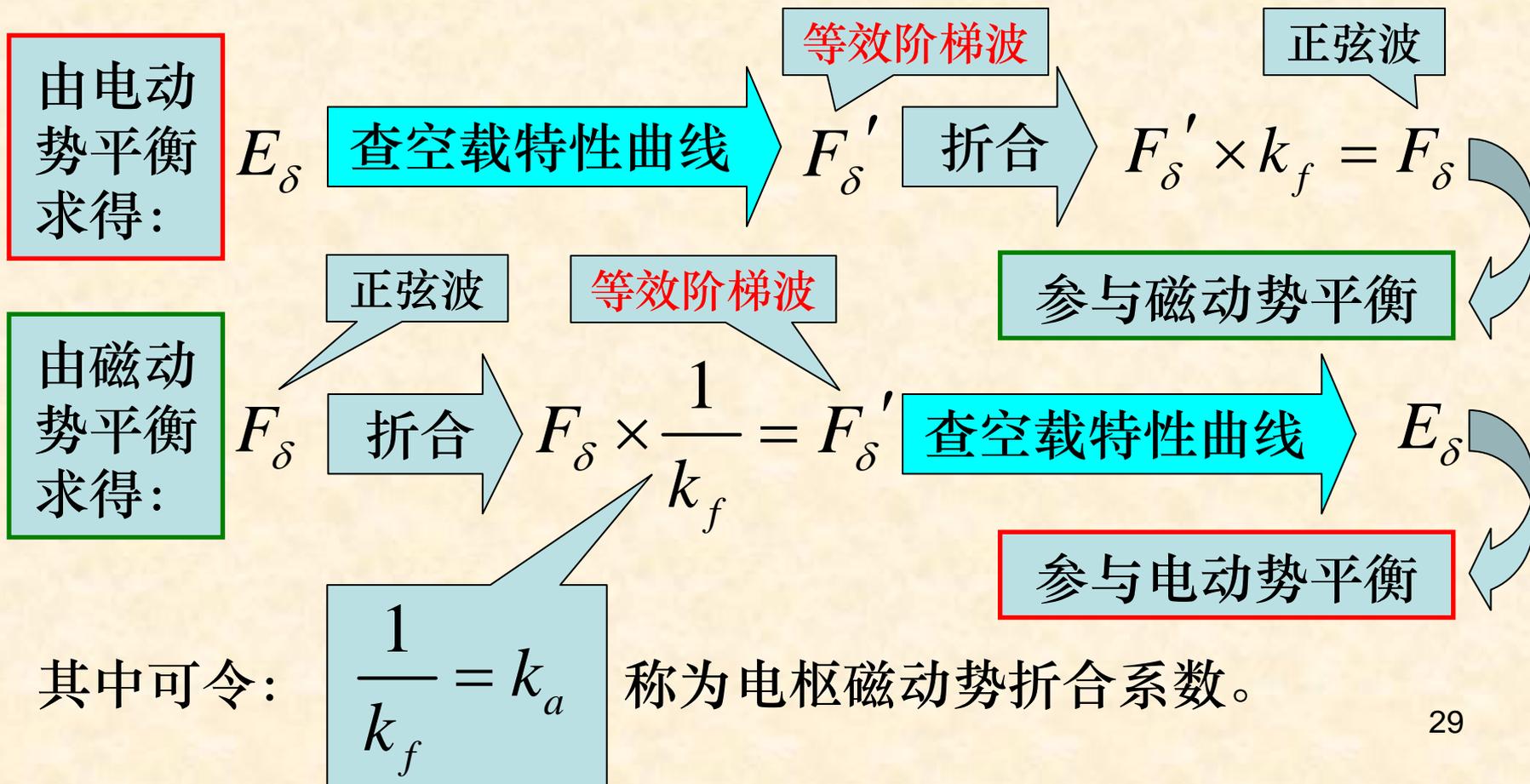
$(k_f \times F_\delta')$ 为正弦基波幅值

结果： $F_\delta = k_f \times F_\delta'$ \longrightarrow 产生相同的 ϕ_δ

10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(3) 利用空载特性互求气隙合成磁动势与气隙电动势

■ 气隙合成磁动势与气隙电动势的互求



10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(4) 应用举例

- 已知： 隐极同步发电机的额定电压、额定电流、额定功率因数、电枢绕组漏抗（忽略电枢绕组电阻）、一相绕组有效匝数、励磁绕组每极匝数、励磁绕组波形系数以及电机的空载特性曲线。
- 求取：
 - ① 额定运行时的励磁电流。
 - ② 保持额定运行时的励磁电流不变，发电机甩掉全部负荷后的定子绕组开路电压。
- 方法：
 - ① 利用空载特性曲线（需考虑波形的等效折合）
 - ② 作时空相矢量图
 - ③ 综合考虑电动势平衡及磁动势平衡的结果

10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(4) 应用举例

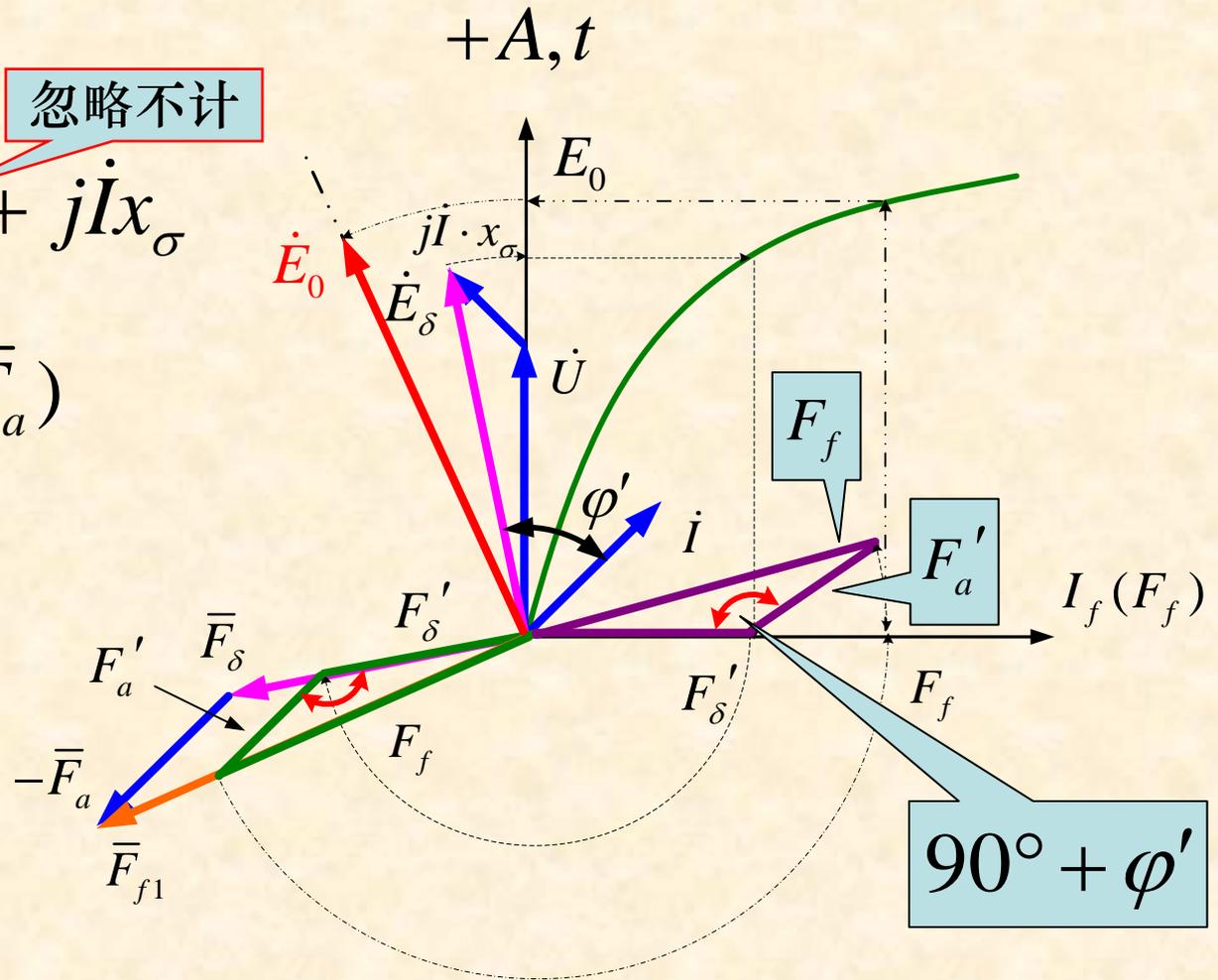
忽略不计

$$\dot{E}_\delta = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_\sigma$$

$$\bar{F}_{f1} = \bar{F}_\delta + (-\bar{F}_a)$$

$$F_\delta = k_f \times F_\delta'$$

$$\begin{aligned} F_a' &= k_a F_a \\ &= \frac{1}{k_f} F_a \end{aligned}$$



10.3.4 考虑饱和时的问题分析

(5) 同步发电机单机运行时的电压调整率

- **定义：**同步发电机单机运行，保持发电机额定运行时的励磁电流不变，甩掉全部负荷后的端电压的增量与额定电压之比，称为同步发电机的电压调整率（一般用的百分数表示）。

即：

$$\Delta U = \frac{E_0 \Big|_{I_f = I_{fN}} - U_{N\varphi}}{U_{N\varphi}} \times 100\%$$

- **显然：**若不考虑电机磁路的饱和效应，则励磁电动势采用的是气隙线上值，如此求出的电压调整率与实际情况相差甚远。

10.4 凸极同步电机的双反应理论

10.4.1 问题的提出

10.4.2 问题的解决

10.4.1 问题的提出

(1) 隐极同步电机不计饱和时的分析方法回顾

- 不计饱和时： $I \propto F_a \propto \phi_a \propto E_a$
- 由于气隙均匀，电枢反应磁场的大小及分布与电枢反应磁动势的空间位置无关。
- 电枢反应磁动势及电枢反应磁场是在空间同步旋转的，其位置是指电枢反应磁动势相对于转子磁极轴线的位置。
- 所以任意位置的电枢反应磁动势对一相绕组的影响，可以用一恒定的参数加以表示，即：

$$\dot{E}_a = -j\dot{I} \cdot x_a$$

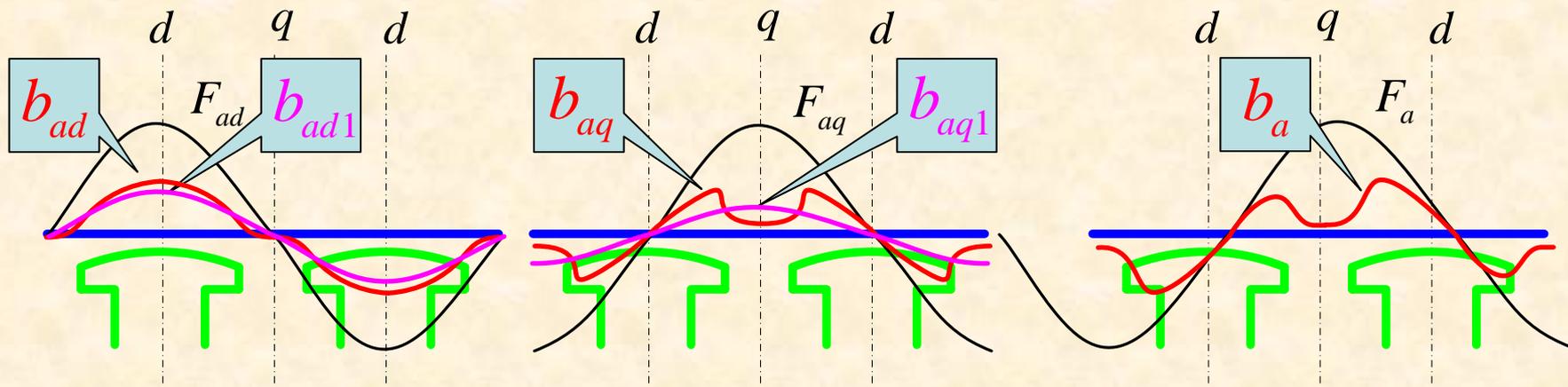
而且：

$$x_a = \omega(Wk_{W1})^2 \Lambda_a$$

- 其中磁导： $\Lambda_a = \frac{\mu_0 S_m}{\delta}$ 因磁路线性且气隙均匀，故磁导为常数。

10.4.1 问题的提出

(2) 凸极同步电机气隙不均匀带来的影响



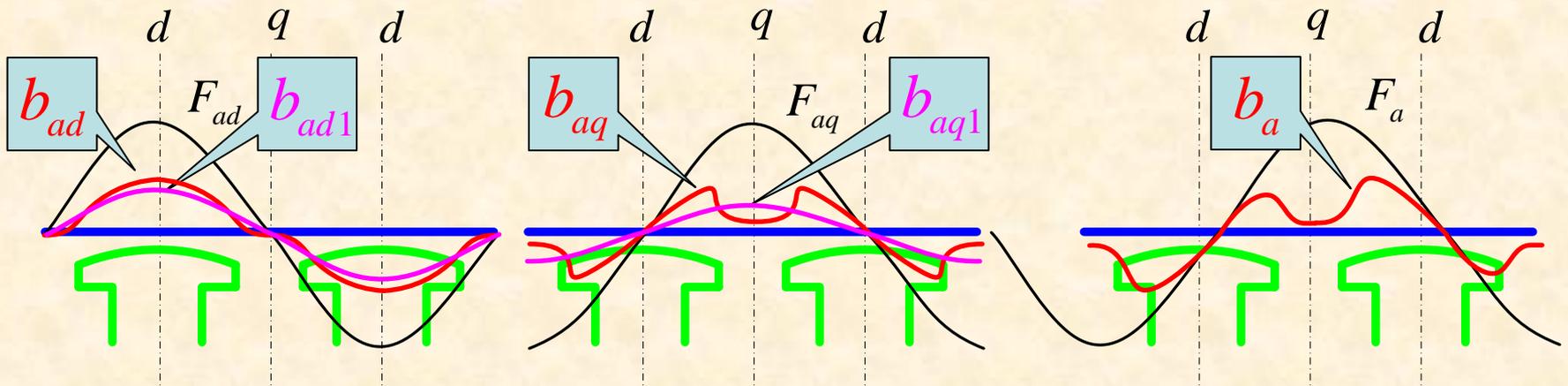
- 由于气隙不均匀，电枢反应磁场的大小及分布与电枢反应磁动势的空间位置有关。
- 电枢反应磁动势的**空间位置**不同，电枢反应磁通所经磁路的**磁阻**也不相同。
- 所以无法定义一个**恒定**参数，来反映**任意位置**电枢反应磁场对一相绕组的影响。

注意图中
气隙磁密

$$\begin{aligned} b_a &= \mu_0 h_a \\ &= \frac{\mu_0 F_a}{\delta} \end{aligned}$$

10.4.2 问题的解决

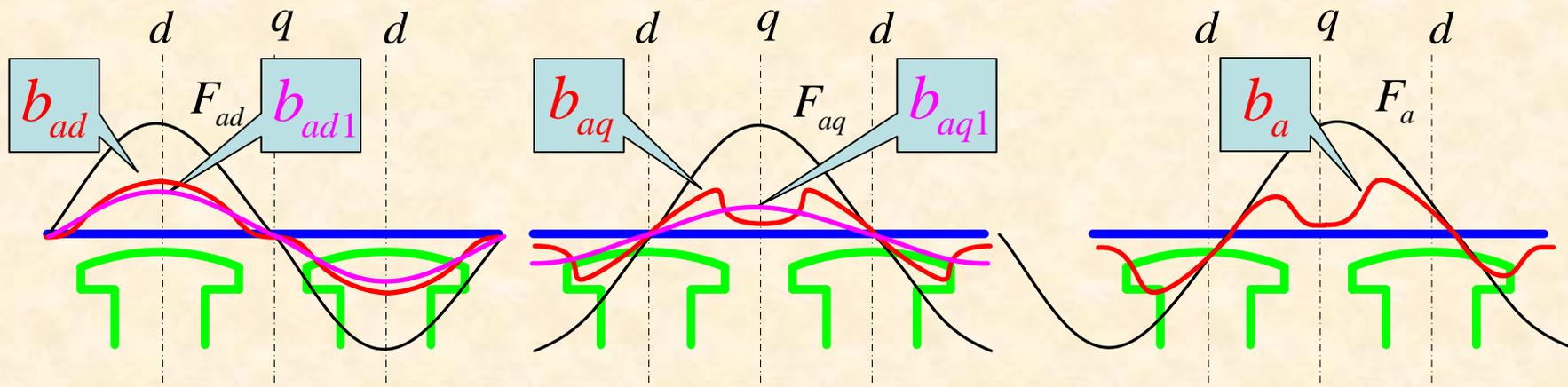
(1) 问题解决的依据



- 纵轴（或横轴）电枢反应磁场具有**对称性**。
- 纵轴（或横轴）磁路的磁阻（或磁导）具有**恒定性**。
- 任意位置的电枢反应磁动势，可以向着纵轴、横轴的方向进行**分解（d-q分解）**。
- 不计饱和时可以应用叠加原理分析问题，即采用**先分解后合成**的方法。

10.4.2 问题的解决

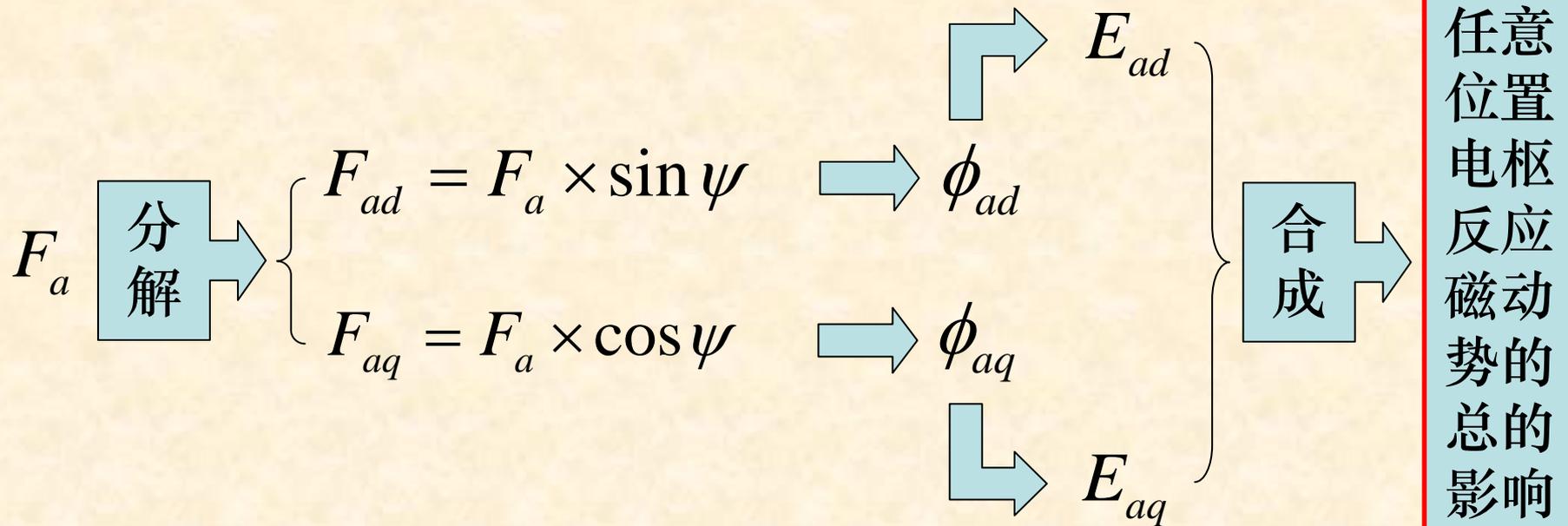
(2) 问题解决的思路



- 首先将任意位置的电枢反应磁势向纵轴、横轴方向分解。
- 然后分别考虑纵、横轴电枢反应磁动势各自对一相绕组产生的影响，即在一相绕组中感应的电动势。
- 最后再将纵、横轴电枢反应磁动势的影响进行叠加，得到任意位置的电枢反应磁势对一相绕组的影响。
- 对上述方法的理性认识，即称之为“**双反应理论**”。

10.4.2 问题的解决

(3) 问题解决的方法



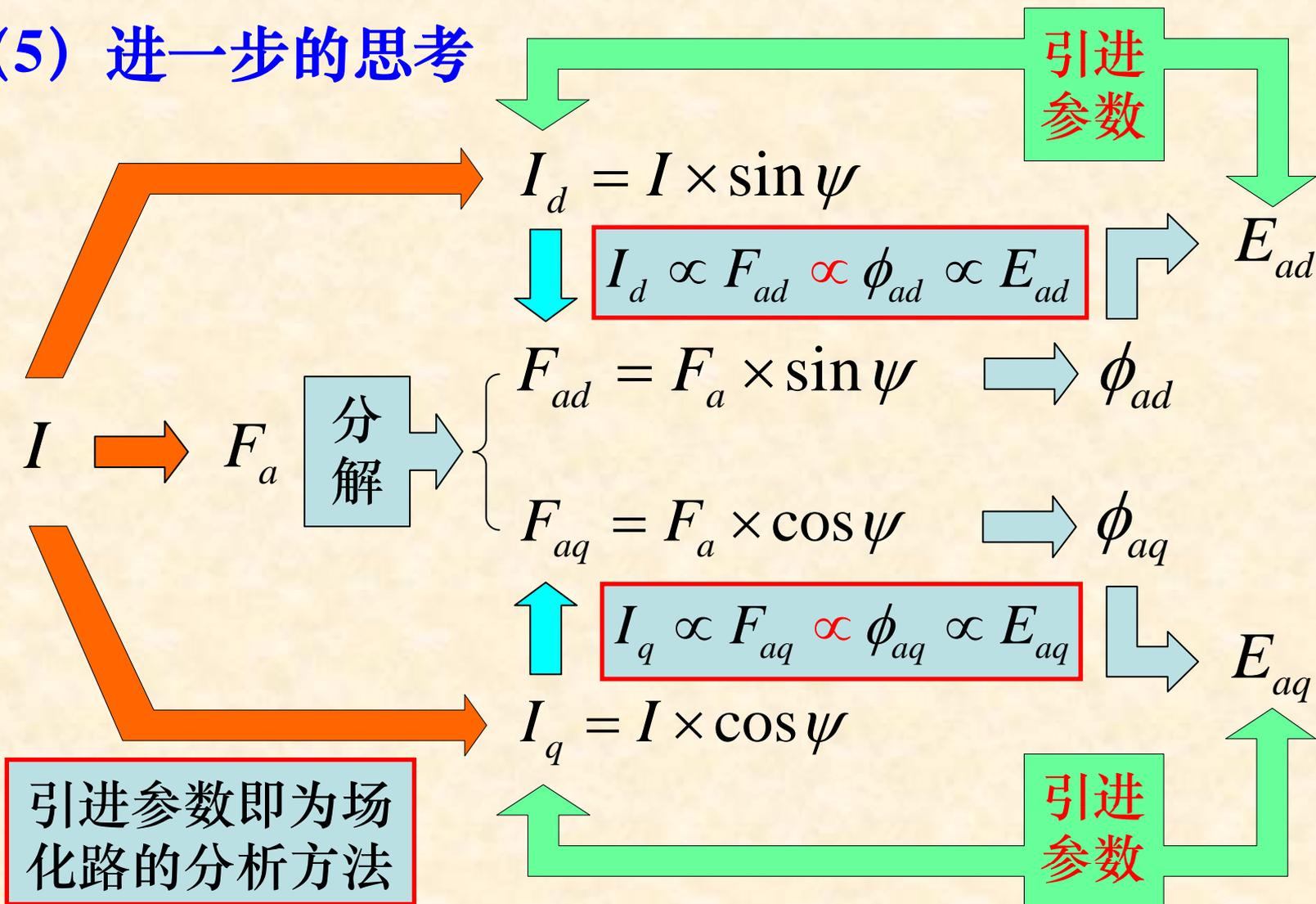
(4) 需要注意的问题

- 由于：双反应理论实际上应用了**叠加原理**
- 然而：叠加原理仅适用于**线性系统**
- 因此：应用双反应理论须认为电机**磁路不饱和**。

线性化处理

10.4.2 问题的解决

(5) 进一步的思考



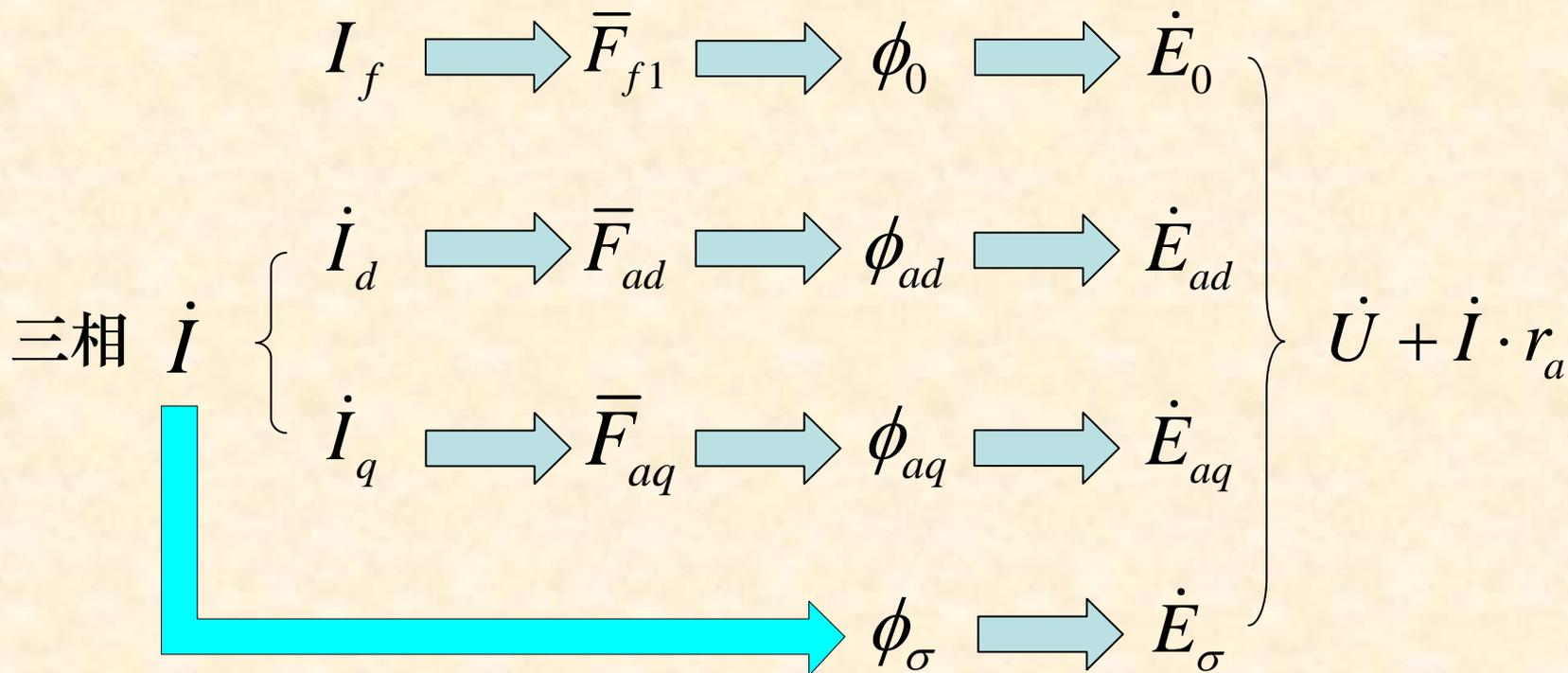
10.5 凸极同步发电机的基本电磁关系

10.5.1 不计饱和时的电磁分析

10.5.2 不计饱和时的电压平衡方程式

10.5.3 不计饱和时的相量图及等值电路

10.5.1 不计饱和时的电磁分析



正方向规定与隐极同步发电机相同，可得回路电压方程：

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a$$

10.5.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(1) 参数的引入

$$\dot{E}_\sigma = -j\dot{I} \cdot x_\sigma$$

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a$$

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d \cdot x_{ad}$$

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q \cdot x_{aq}$$

引进的参数 x_{ad} 和 x_{aq} 分别称为凸极同步电机不计饱和时的一相绕组纵轴、横轴电枢反应电抗。

进而：

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I}_d \cdot x_{ad} + j\dot{I}_q \cdot x_{aq}$$

其中： $\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$

10.5.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(2) 电压平衡方程式的整理

$$\begin{aligned} \dot{E}_0 &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I}_d \cdot x_{ad} + j\dot{I}_q \cdot x_{aq} \\ &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j(\dot{I}_d + \dot{I}_q) \cdot x_\sigma + j\dot{I}_d \cdot x_{ad} + j\dot{I}_q \cdot x_{aq} \\ &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot (x_\sigma + x_{ad}) + j\dot{I}_q \cdot (x_\sigma + x_{aq}) \\ &= \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q \end{aligned}$$

其中： $x_d = x_\sigma + x_{ad}$ $x_q = x_\sigma + x_{aq}$

x_d 和 x_q 分别称为凸极同步电机不计饱和时一相绕组的纵轴、横轴同步电抗。

10.5.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(3) 有关电抗的进一步说明

① 纵轴、横轴电枢反应电抗均为等效参数。

- 应理解为：凸极同步电机电枢绕组中的三相对称电流共同产生的纵轴、横轴电枢反应磁场，在不计铁心饱和的情况下分别对一相绕组产生影响的场化路等效参数。

② 纵轴、横轴同步电抗均为综合参数。

- 应理解为：凸极同步电机对称稳态运行时且不计铁心饱和情况下，纵轴、横轴电枢反应磁场以及漏磁场对一相绕组产生影响的场化路等效参数。

③ 上述电抗均为一相的参数，并且可由实验方法测出。

10.5.2 不计饱和时的电压平衡方程式

(3) 有关电抗的进一步说明

- ④ 当频率一定时，电抗大小与一相绕组有效匝数的平方成正比，且与磁路的几何尺寸及其材料的磁导率有关。

$$\text{因为: } \begin{cases} x_{ad} = \omega(Wk_{W1})^2 \Lambda_{ad} \\ x_{aq} = \omega(Wk_{W1})^2 \Lambda_{aq} \end{cases} \quad \text{其中: } \begin{cases} \Lambda_{ad} = \mu_0 S_m / \delta_{\min} \\ \Lambda_{aq} = \mu_0 S_m / \delta_{\max} \end{cases}$$

注意：当忽略铁心磁压降时仅考虑气隙磁导即可。

所以： $x_{ad} > x_{aq} , x_d > x_q$

- ⑤ 隐极同步电机仅为凸极同步电机的**特例**。

气隙均匀: $\Lambda_{ad} = \Lambda_{aq} = \Lambda_a \Rightarrow x_{ad} = x_{aq} = x_a$
 $x_d = x_q = x_s$

10.5.3 不计饱和时的相量图及等值电路

(1) 相量图

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q$$

- ① 已知: $\begin{cases} \dot{U}, \dot{I} \\ \varphi, \psi \\ r_a, x_d, x_q \end{cases}$

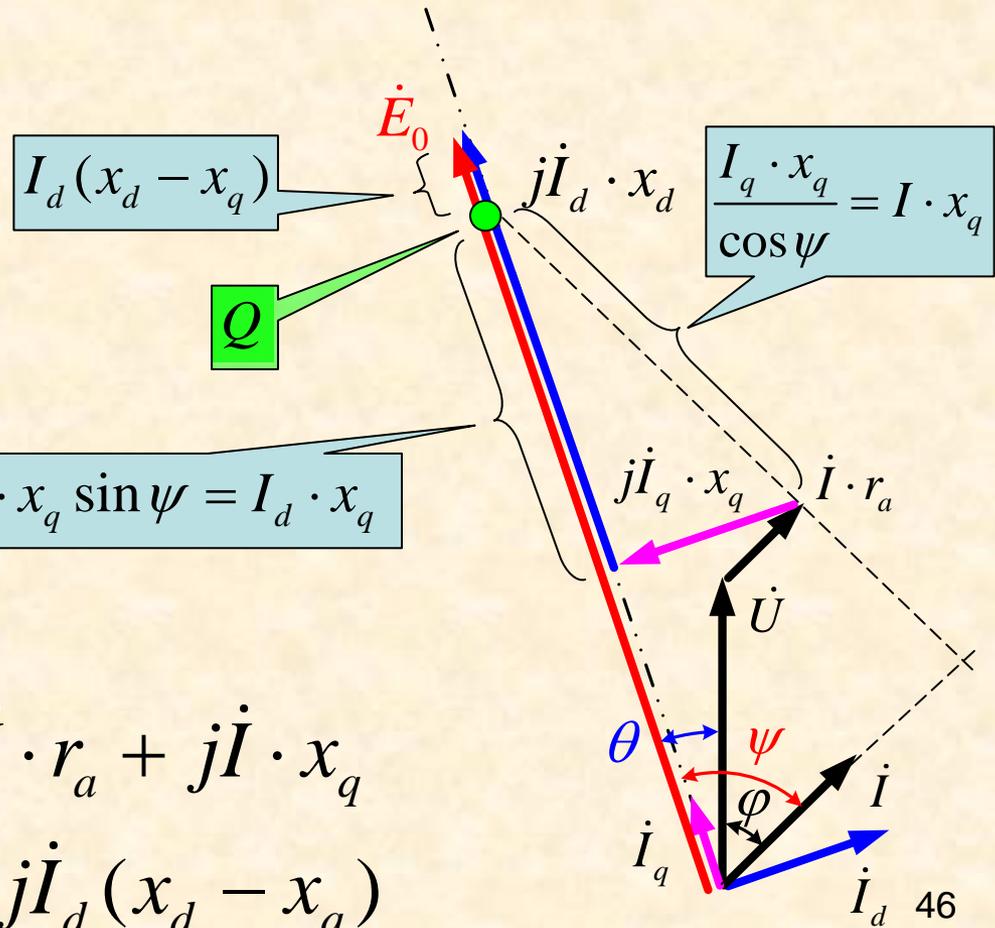
求: \dot{E}_0

$$I \cdot x_q \sin \psi = I_d \cdot x_q$$

② 相量图的几何分析

$$\dot{E}_Q = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_q$$

$$\dot{E}_0 = \dot{E}_Q + j\dot{I}_d (x_d - x_q)$$



10.5.3 不计饱和时的相量图及等值电路

(1) 相量图

③ 当内功率因数角未知时相量图的做法

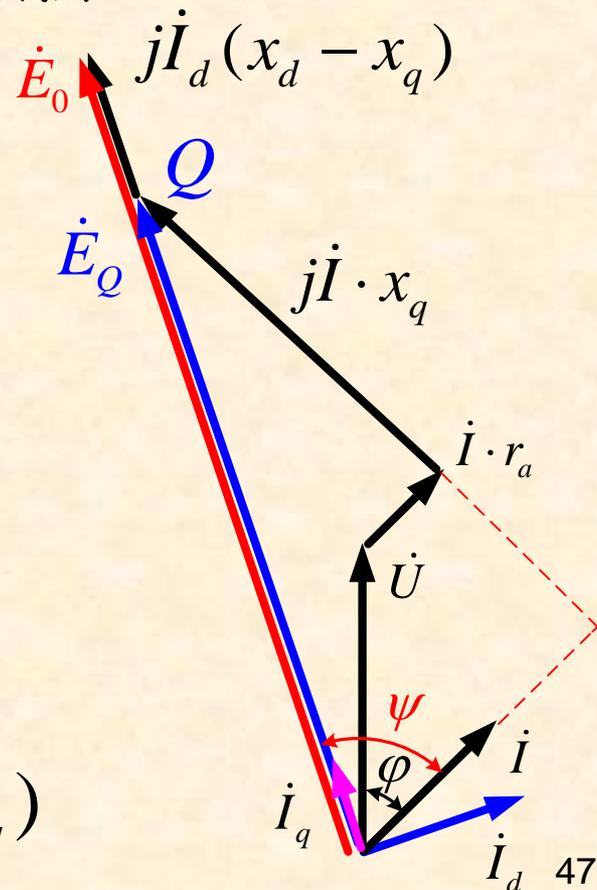
$$\dot{E}_Q = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_q$$

作辅助线，由直角三角形可得：

$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I \cdot x_q + U \sin \varphi}{I \cdot r_a + U \cos \varphi}$$

进而可得： $j\dot{I}_d(x_d - x_q)$

结果： $\dot{E}_0 = \dot{E}_Q + j\dot{I}_d(x_d - x_q)$

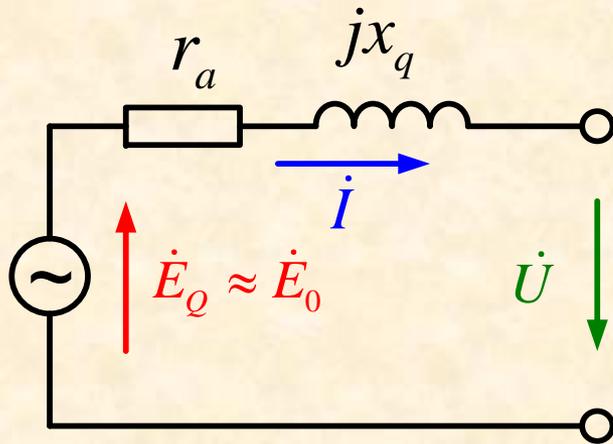


10.5.3 不计饱和时的相量图及等值电路

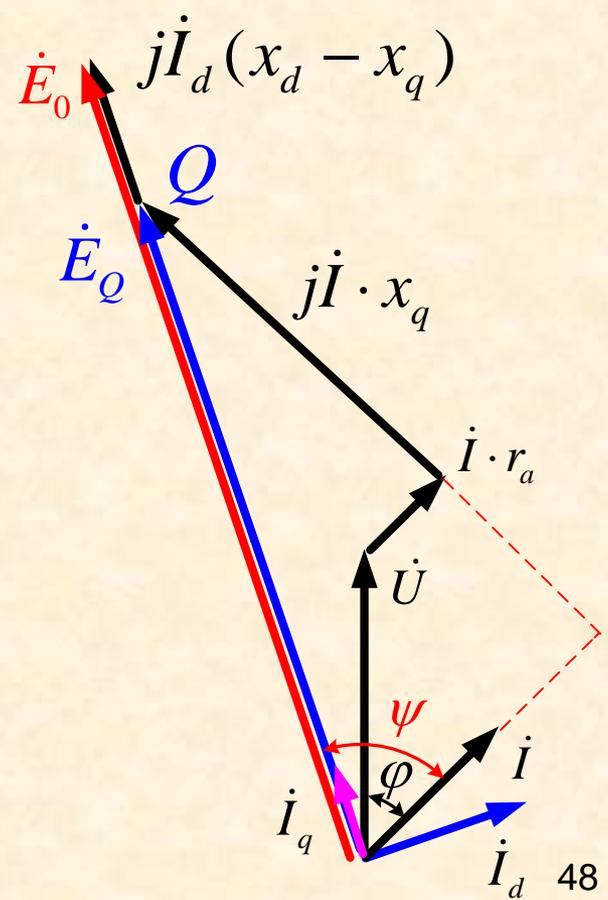
(2) 等值电路

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q$$

$$\approx \dot{E}_Q = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_q$$



凸极同步发电机近似等值电路



10.5.3 不计饱和时的相量图及等值电路

(3) 利用相量图求解实际问题的举例

已知： $U^* = 1$ $E_0^* = 1.5$ $\theta = 30^\circ$ $x_d^* = 1$ $x_q^* = 0.8$ $r_a^* = 0$

试求：电枢电流的标么值及其有功、无功分量（不计饱和）。

解：方法是定性做出相量图，然后找几何关系求解。

$$I_q^* = \frac{I_q^* x_q^*}{x_q^*} = \frac{U^* \sin \theta}{x_q^*} \quad I_d^* = \frac{I_d^* x_d^*}{x_d^*} = \frac{E_0^* - U^* \cos \theta}{x_d^*}$$

$$I^* = \sqrt{I_d^{*2} + I_q^{*2}} \quad \psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I_d^*}{I_q^*} \quad \varphi = \psi - \theta$$

$$I_{\text{有功}}^* = I^* \cos \varphi \quad I_{\text{无功}}^* = I^* \sin \varphi \quad \text{解毕}$$

注意：不要混淆电流的d-q分解与电流的有功、无功分解

10.6 同步发电机的特性曲线

10.6.1 简 述

10.6.2 空载特性

10.6.3 短路特性

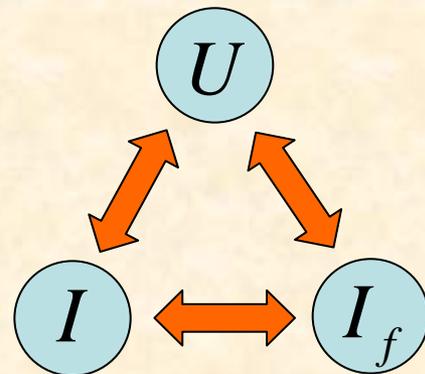
10.6.4 零功率因数负载特性

10.6.5 外特性

10.6.6 调整特性

10.6.1 简 述

- 同步发电机对外界而言存在三个端口
 - 一个**机械端口**
 - 机械端口指的是转轴；
 - 转轴上的物理量有**转矩**、**转速**和**轴功率**。
 - 两个**电端口**
 - 分别为**电枢绕组**与**励磁绕组**的出线端；
 - 物理量有**电压**、**电流**及其交流时两者间的**相位差**。
- 当机械端口**转速**一定时，**电枢绕组端电压**、**电枢电流**以及**励磁电流**三者之中两两之间在特定条件下的关系，就构成了同步发电机的不同特性曲线。
- 通过不同的特性曲线可以反映同步发电机的**内部特性**及其**运行性能**。



10.6.2 空载特性

(1) 空载特性的定义

$$E_0 = f(I_f) \Big|_{n=n_1, I=0}$$

(2) 曲线形状的认知

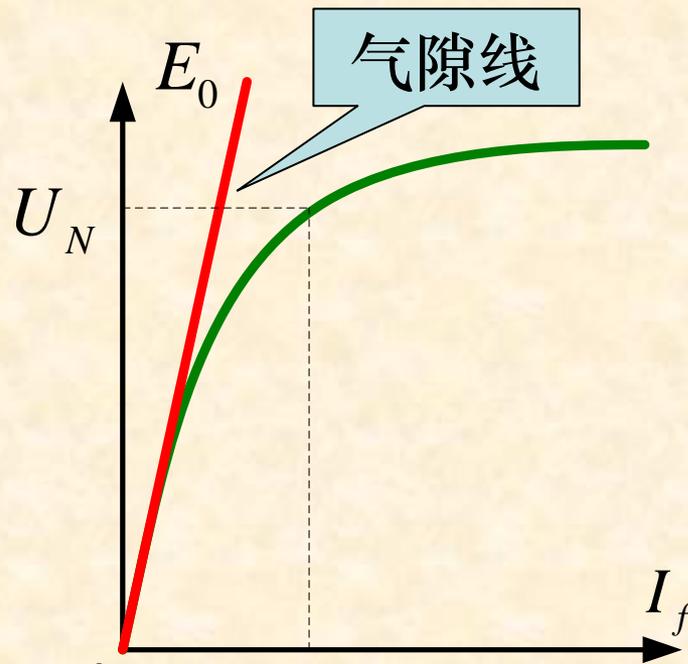
(3) 需注意的四点问题

- ① 感应电动势的大小与转速有关，实验中**必须保持转速恒定**。
- ② 由 **1.2 倍** 额定电压开始作下降曲线，励磁电流应**单向调节**以避免磁滞效应的影响。

③ 额定电压时的励磁电流为： I_{f0}

④ 标么值基准值的选取：

$$E_0^* = \frac{E_0}{U_N} \quad I_f^* = \frac{I_f}{I_{f0}}$$



10.6.3 短路特性

(1) 短路特性的定义

$$I_k = f(I_f) \Big|_{U=0}$$

(2) 曲线形状的认知

(3) 需注意的四点问题

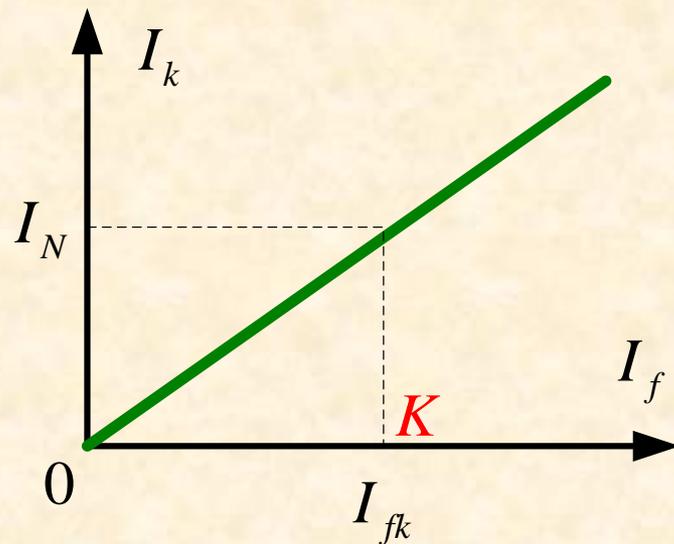
① 短路特性为一直线。

② 短路特性实验对转速要求不严。

③ 当短路电流等于额定电流时的励磁电流为： I_{fk} （图中K点）。

④ 标么值基准值的选取：

$$I_k^* = \frac{I_k}{I_N} \quad I_f^* = \frac{I_f}{I_{f0}}$$



10.6.3 短路特性

(4) 曲线形状分析

① 因为短路时

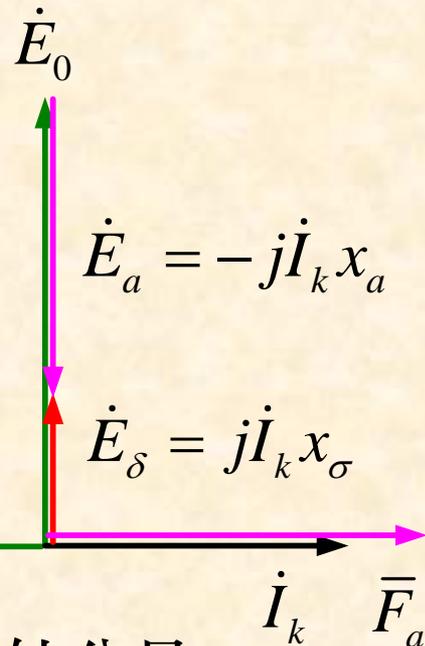
等于零 忽略不计

$$\text{隐极: } \dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_s$$

$$\approx j\dot{I}_k \cdot x_s$$

$$\therefore \psi \approx 90^\circ$$

\bar{F}_{f1}



凸极: $\dot{E}_0 \approx j\dot{I}_k \cdot x_d$ 短路电流仅为直轴分量

② 又因为

$$\dot{E}_0 \approx j\dot{I}_k \cdot x_s = j\dot{I}_k \cdot x_\sigma + j\dot{I}_k \cdot x_a = -\dot{E}_\sigma - \dot{E}_a$$

$$\text{而: } \dot{E}_\sigma = \dot{E}_0 + \dot{E}_a = -\dot{E}_\sigma = j\dot{I}_k \cdot x_\sigma \quad \therefore E_\sigma \propto I_k$$

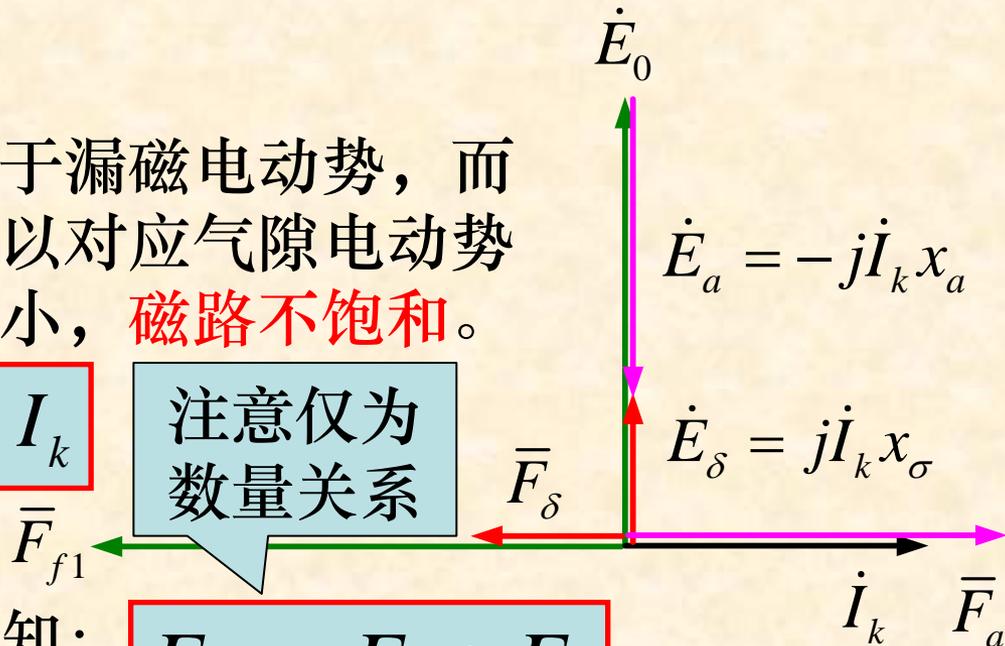
10.6.3 短路特性

(4) 曲线形状分析

- ③ 再因为气隙电动势等于漏磁电动势，而漏磁电动势较小，所以对应气隙电动势的气隙合成磁动势较小，**磁路不饱和**。

$$\therefore F_{\delta} \propto \phi_{\delta} \propto E_{\delta} \propto I_k$$

注意仅为数量关系



- ④ 最后由时空相矢量图可知：
- ⑤ 所以短路特性为一直线的根本原因是：**电枢反应的去磁作用使磁路不饱和**。

$$F_{f1} = F_a + F_{\delta}$$

$$\propto I_f$$

$$\propto I_k$$

$$\propto I_k$$

$$\therefore I_k \propto I_f$$

- ⑥ 关于实验对转速要求不严的解释：

$$I_k = \frac{E_0 (\propto f \propto n)}{x_s (\propto f \propto n)}$$

10.6.4 零功率因数负载特性

(1) 零功率因数负载特性的定义

$$U = f(I_f) \Big|_{n=n_1, I=I_N, \cos\varphi=0(\text{滞后})}$$

电流滞后于电压 90°

(2) 曲线形状分析

① 基本方程式

忽略不计

等于零

$$\text{凸极: } \dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I}_d \cdot x_{ad} + j\dot{I}_q \cdot x_{aq}$$

$$\dot{E}_0 \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I} \cdot x_{ad}$$

$$\dot{E}_\delta \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_\sigma$$

$$\bar{F}_{f1} + \bar{F}_a = \bar{F}_\delta$$

10.6.4 零功率因数负载特性

(2) 曲线形状分析

② 作时空相矢图

$$\dot{E}_0 \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_\sigma + j\dot{I} \cdot x_{ad}$$

$$\dot{E}_\delta \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_\sigma \quad \bar{F}_\delta = \bar{F}_{f1} + \bar{F}_{ad}$$

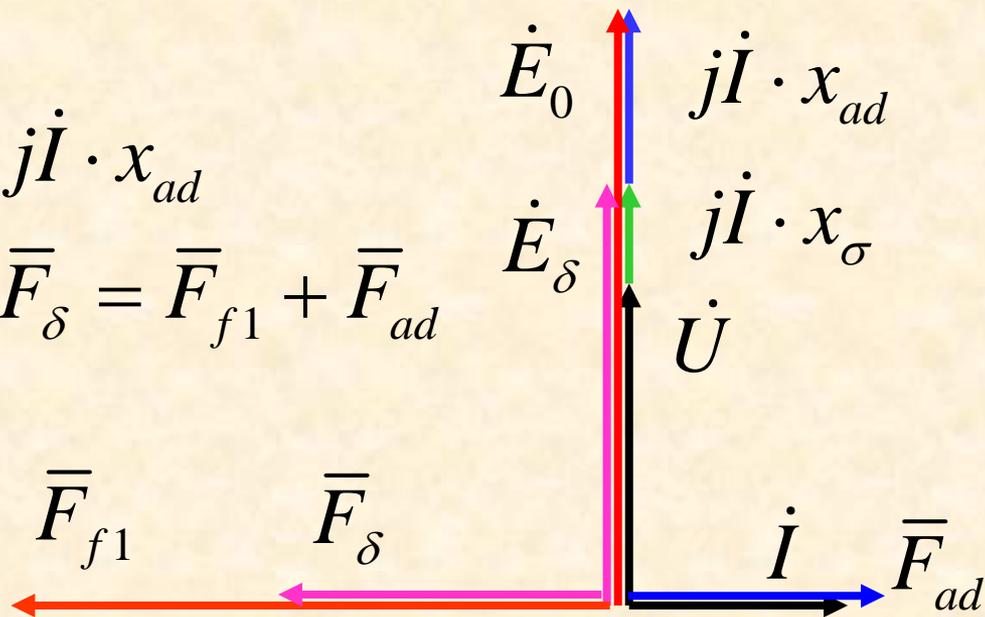
由时空相矢图可知：

$$E_\delta = U + I \cdot x_\sigma$$

$$F_{f1} = F_\delta + F_{ad}$$

波形等效折算

$$F_f = F_\delta' + F_{ad}'$$



$$I_f = I_{fF_\delta} + I_{fad}$$

方程两边同除励磁绕组匝数

注意
仅为
数量
关系

10.6.4 零功率因数负载特性

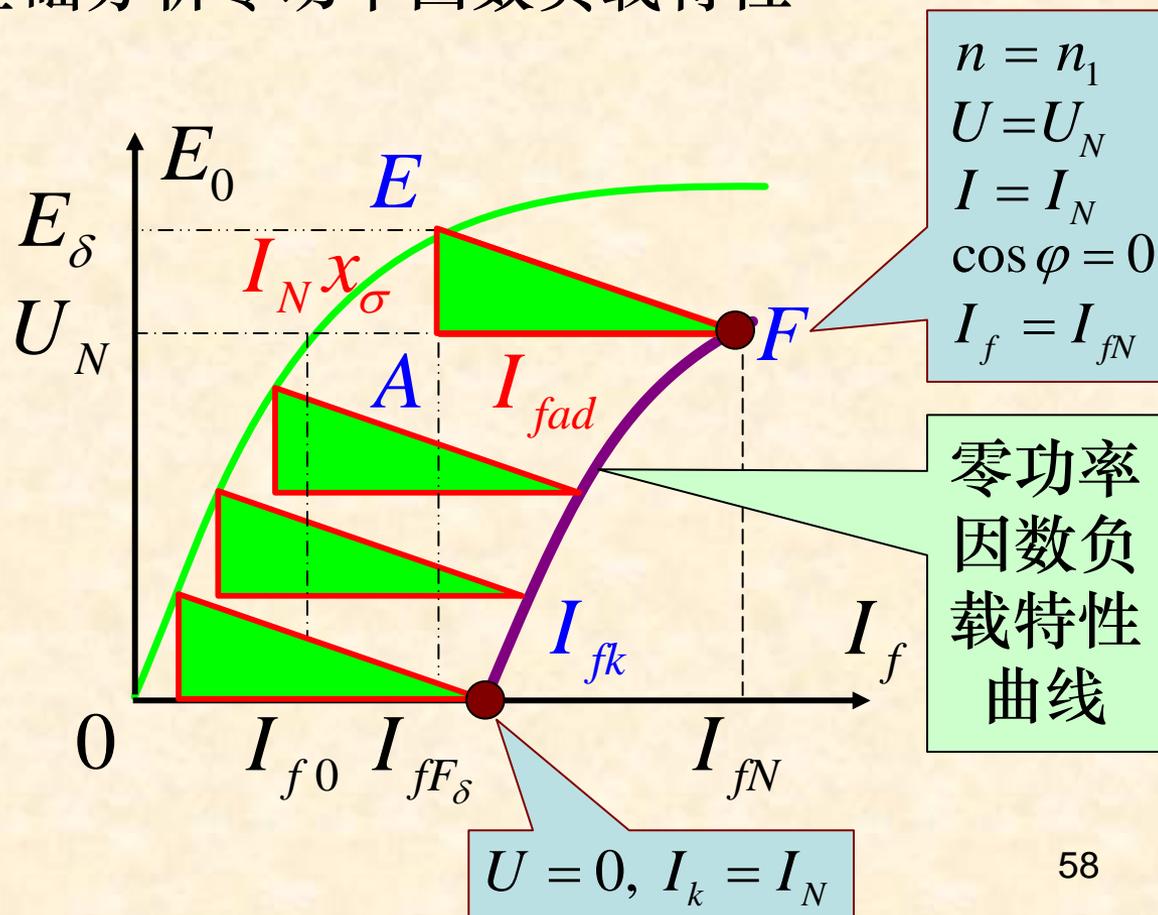
(2) 曲线形状分析

$$E_{\delta} = U_N + I_N x_{\sigma}$$

$$I_f = I_{fF_{\delta}} + I_{fad}$$

③ 以空载特性为基础分析零功率因数负载特性

- 当电枢电流不变时， $\triangle AEF$ 的边长不变。
- 称 $\triangle AEF$ 为特性三角形。
- 当励磁变化时 $\triangle AEF$ 移动，但 E 点必须在空载特性上。
- 故 F 点移动轨迹即为所求。



10.6.5 外特性

(1) 外特性的定义

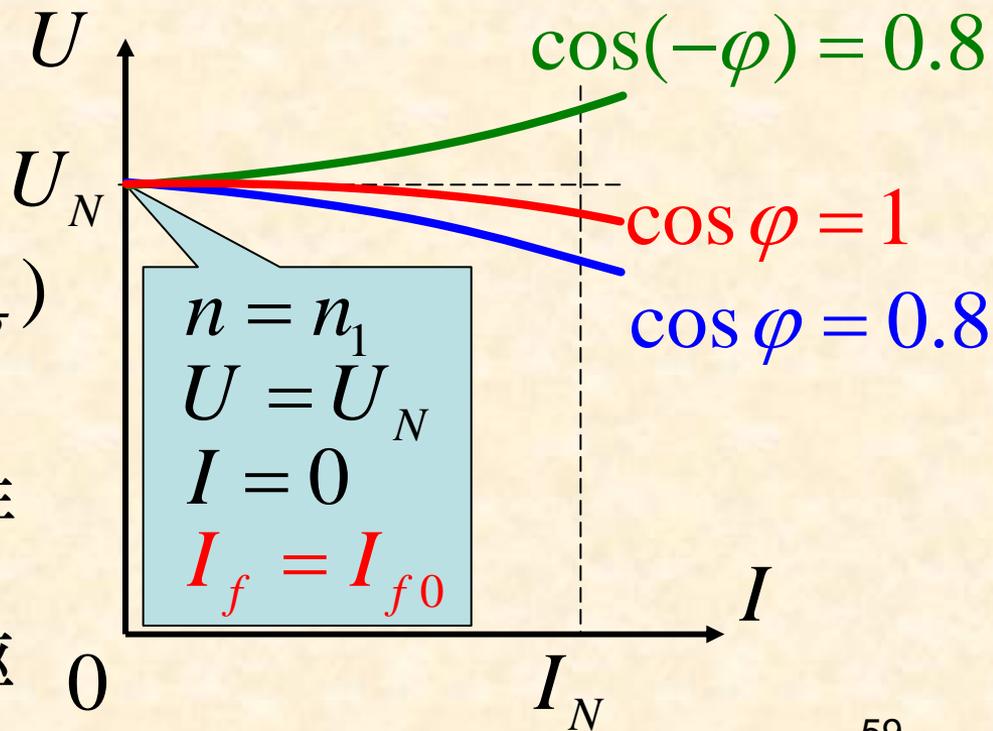
$$U = f(I) \Big|_{n=n_1, I_f=\text{常数}, \cos\varphi=\text{常数}}$$

(2) 外特性曲线的形状

(3) 外特性曲线分析

$$\dot{U} = \dot{E}_\delta - \dot{I}(r_a + jx_\sigma)$$

- 纯电阻或阻感负载时，纵轴电枢反应为**去磁**性质。
- 容性负载时，纵轴电枢反应为**加磁**性质。



10.6.6 调整特性

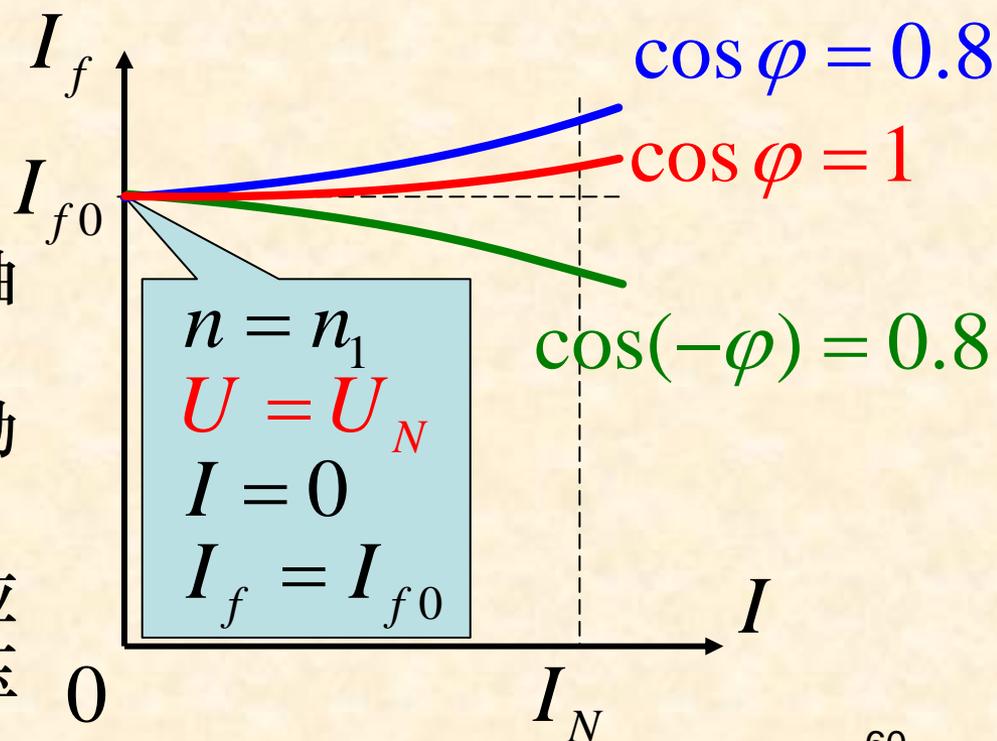
(1) 调整特性的定义

$$I_f = f(I) \Big|_{n=n_1, U=\text{常数}=U_N, \cos\varphi=\text{常数}}$$

(2) 调整特性曲线形状

(3) 调整特性曲线分析

- 纯电阻或阻感负载纵轴电枢反应为去磁性质，为使电压不变需增加励磁电流。
- 容性负载纵轴电枢反应为加磁性质，为使电压不变需减少励磁电流。



10.7 有关参数的实验求取

- 10.7.1 利用空载、短路实验，求取直轴同步电抗的不饱和值
- 10.7.2 短路比的定义、求法及对电机的影响
- 10.7.3 利用空载、短路及零功率因数负载实验，求取漏抗及直轴电枢反应
- 10.7.4 转差法求取凸极同步电机的同步电抗

10.7.1 利用空载、短路实验，求取直轴同步电抗的不饱和值

(1) 理论依据

等于零

忽略不计

等于零

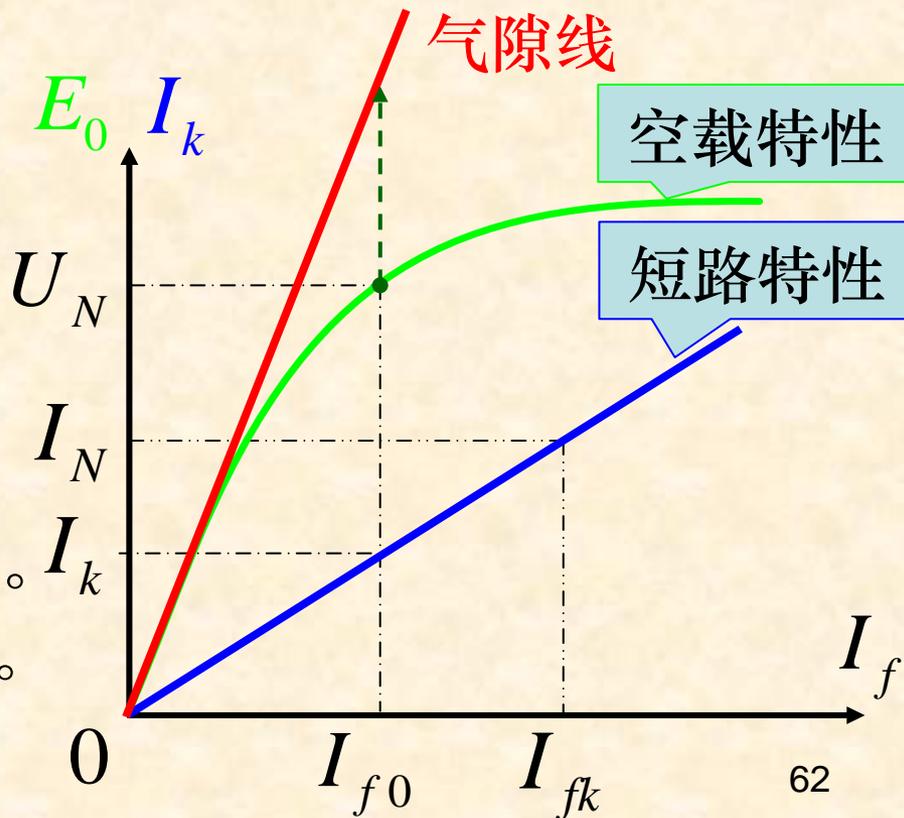
短路时：
$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q \approx j\dot{I}_k \cdot x_d$$

所以得：
$$x_d = \frac{E_0}{I_k}$$

(2) 实验求取方法

(3) 注意四点问题

- ① E_0 应为气隙线上的值。
- ② E_0 与 I_k 为相同励磁时的值。
- ③ 隐极同步电机求出的为 x_s 。
- ④ 参数为相值或标么值。



10.7.2 短路比的定义、求法及对电机的影响

(1) 定义及求法

$$K_C = \frac{I_k(I_f = I_{f0})}{I_N}$$

$$= \frac{I_{f0}(U_0 = U_N)}{I_{fk}(I_k = I_N)}$$

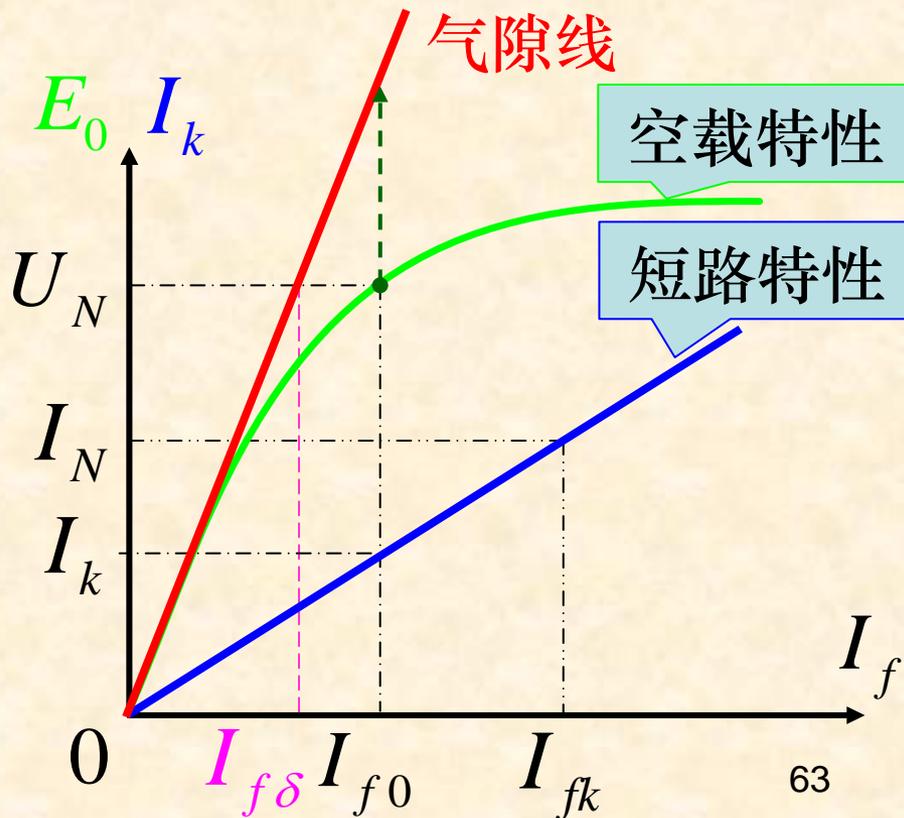
(2) 推论

$$K_C = \frac{I_k}{I_N} = \frac{E_0/x_d}{I_N} \times \frac{U_N}{U_N}$$

$$= \frac{(E_0/U_N)}{I_N x_d / U_N} = k_\mu \frac{1}{x_d^*}$$

其中：

$$\begin{cases} \frac{E_0}{U_N} = \frac{I_{f0}}{I_{f\delta}} = k_\mu \\ I_N x_d / U_N = x_d^* \end{cases}$$



10.7.2 短路比的定义、求法及对电机的影响

(3) 短路比对电机的影响

■ 设两台同步发电机磁路的饱和程度相同，但短路比不等。

$$K_C = k_\mu \frac{1}{x_d^*}$$

■ 则短路比较小者的直轴同步电抗较大。

- ① 同步电抗较大，说明电机气隙较小，而气隙越小磁阻越小，所以建立一定磁通所需的磁动势越小，电机用铜量较少，成本相对较低。 😊
- ② 同步电抗较大，稳态短路电流较小。 😊
- ③ 同步电抗较大，单机运行当励磁不变而负荷发生变化时，机端电压的变化较大。 😞
- ④ 同步电抗较大，并网运行时静态稳定性较差。 😞

(有关静态稳定性的问题将在第十一章中分析)

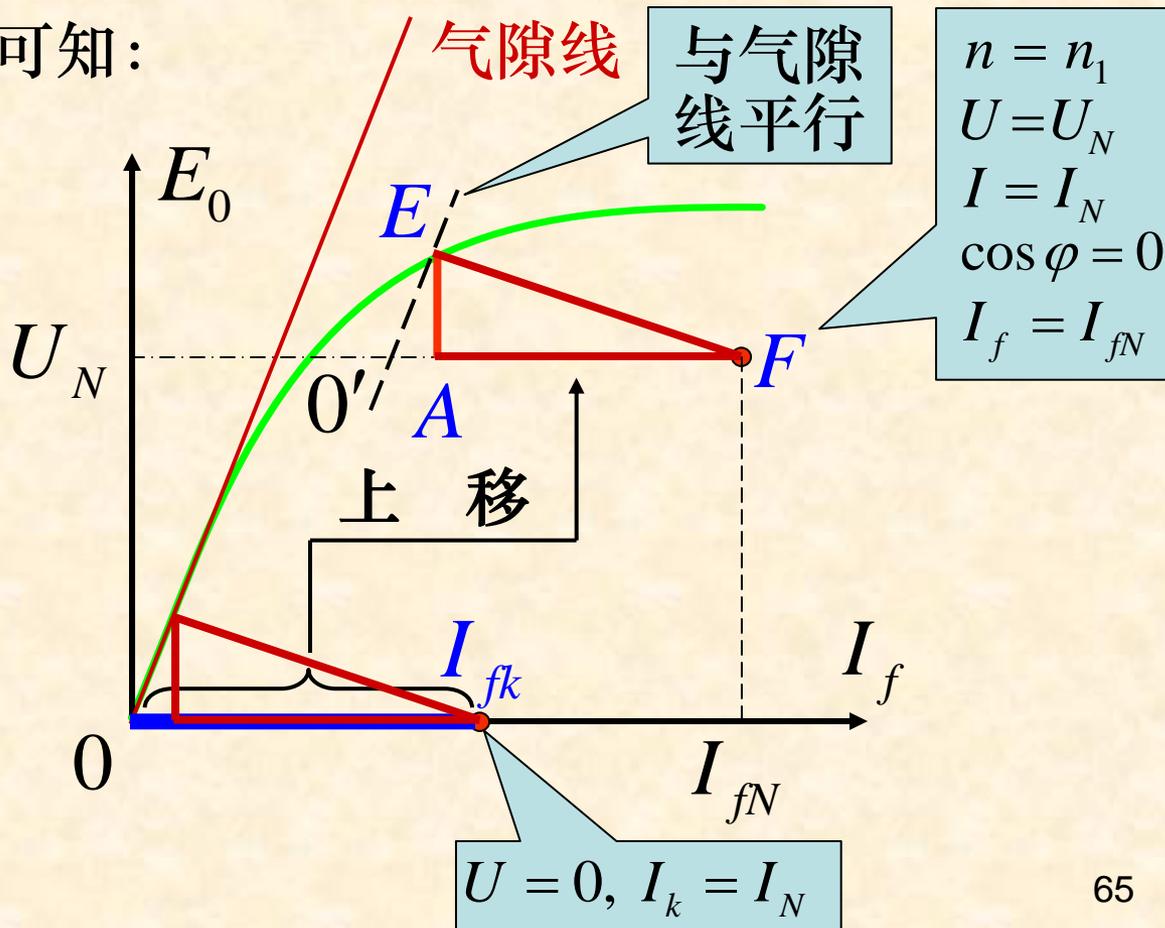
10.7.3 利用空载、短路及零功率因数负载实验，求取漏抗及直轴电枢反应

(1) 特性三角形的求法

由特性三角形可知：

$$x_{\sigma} = \frac{\overline{AE}}{I_N}$$

$$I_{fad} = \overline{AF}$$



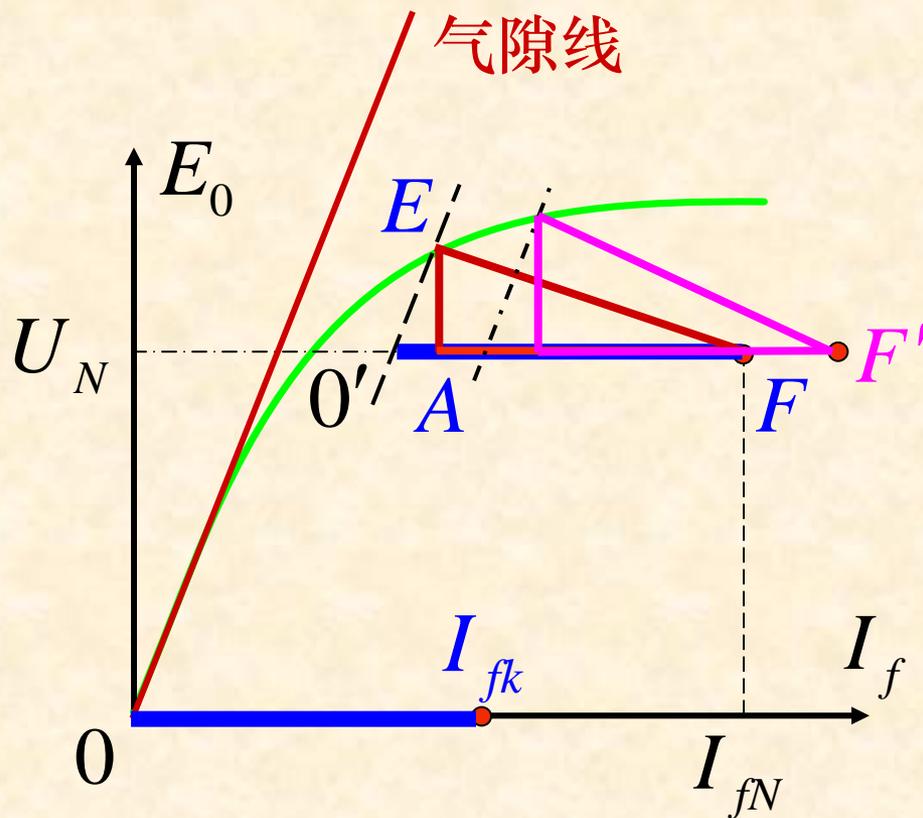
10.7.3 利用空载、短路及零功率因数负载实验，求取漏抗及直轴电枢反应

(2) 漏电抗理论值与实际值的差异

- 在零功率因数负载特性实验中，凸极同步电机实测的 F 点略微偏右。
- 结果用作图法求得的漏电抗数值偏大。
- 此现象凸极同步电机较隐极同步电机明显。
- 原因是转子漏磁的影响。
- 引进保梯电抗： x_p

● 凸极： $x_p \approx (1.1 \sim 1.3)x_\sigma$

● 隐极： $x_p \approx x_\sigma$



10.7.4 转差法求取凸极同步电机的同步电抗

(1) 实验方法

- 确认定子三相绕组通入三相对称电流的**相序**，保证三相对称电流产生的旋转磁场与转子的转向相同。
- 转子励磁绕组开路。
- 调节原动机使转子转速略低于同步转速。
- 定子绕组通过调压器加额定频率的三相对称低电压，其值约为额定电压的10%左右。
- 同时测取定子输入电压和输入电流随时间的变化量。

■ 则：

$$x_d \approx \frac{U_{\max} \text{ (相值)}}{I_{\min} \text{ (相值)}}$$

$$x_q \approx \frac{U_{\min} \text{ (相值)}}{I_{\max} \text{ (相值)}}$$

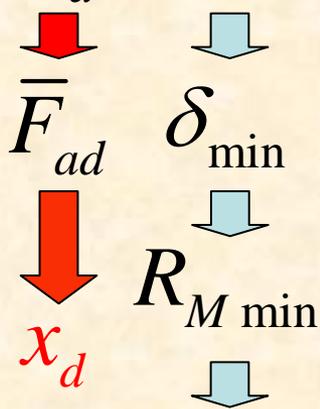
10.7.4 转差法求取凸极同步电机的同步电抗

(2) 测量结果如图

注意：实验中电枢反应磁场轴线时而与纵轴重合，时而与横轴重合。

(3) 测量结果分析

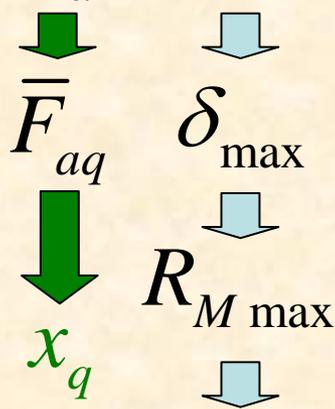
当 \bar{F}_a 与纵轴重合



产生一定磁通
所需磁动势小

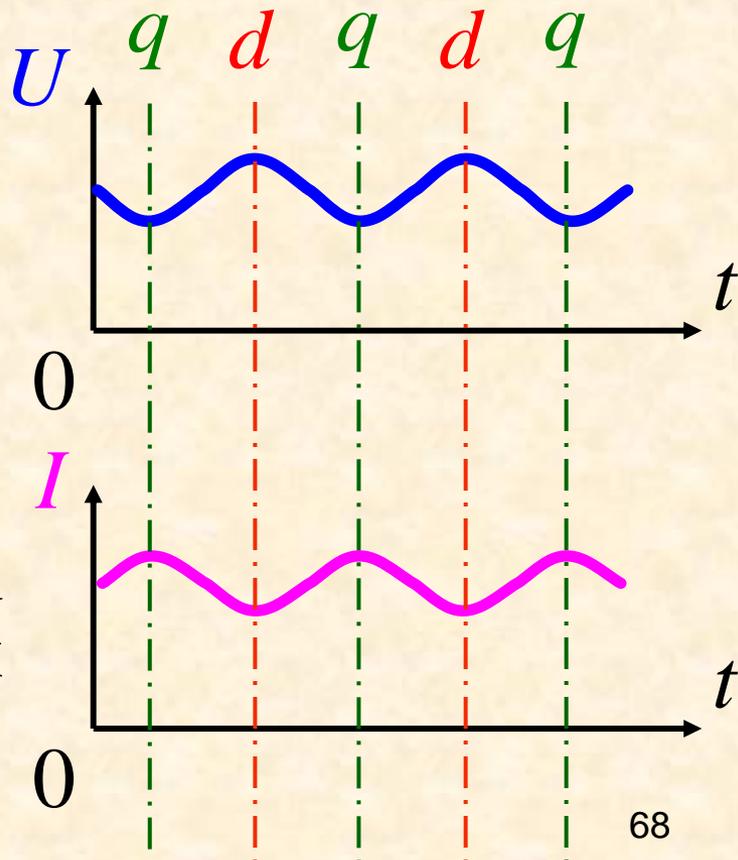
I_{\min}, U_{\max}

当 \bar{F}_a 与横轴重合



产生一定磁通
所需磁动势大

I_{\max}, U_{\min}



10.7.4 转差法求取凸极同步电机的同步电抗

(4) 数值计算

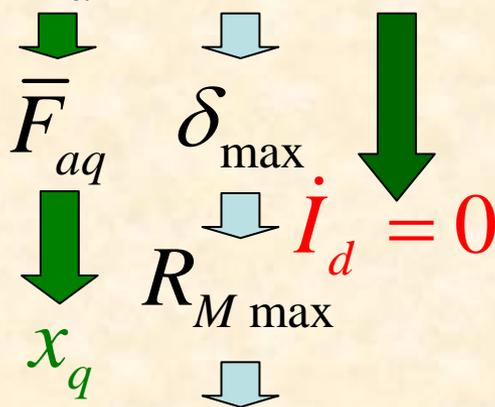
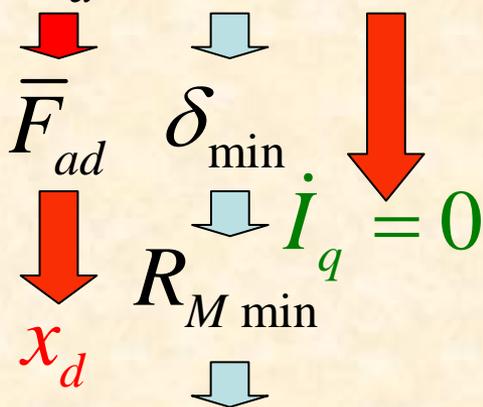
等于零

忽略不计

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q$$

当 \bar{F}_a 与纵轴重合

当 \bar{F}_a 与横轴重合



$$x_d \approx \frac{U_{\max} \text{ (相值)}}{I_{\min} \text{ (相值)}}$$

$$x_q \approx \frac{U_{\min} \text{ (相值)}}{I_{\max} \text{ (相值)}}$$

产生一定磁通
所需磁动势小

产生一定磁通
所需磁动势大

显然： $x_d > x_q$

I_{\min}, U_{\max}

I_{\max}, U_{\min}

本章要点

- (1) 同步电机的空载特性曲线本质为反映电机磁路特性的磁化曲线。
- (2) 同步电机的电枢反应及其采用时空相矢图的分析方法。
- (3) 凸极同步电机的双反应原理及d-q分解。
- (4) 同步电机不计饱和时的方程式、相量图及等值电路。
- (5) 同步发电机的特性曲线形状分析及其实测方法。
- (6) 同步电机稳态参数的意义、大小关系及其实验求取方法。
- (7) 短路比的定义、实验求法及其对电机的影响。
- (8) 利用不计饱和时的相量图，找几何关系求解相关问题。

本章习题

习题16 作图题 第2、3题

习题17 计算题 第1、3题

习题18 计算题 第1、2、3题

第11章 同步发电机并网运行

11.1 同步发电机理想并网条件

11.2 同步发电机并网操作的原理性方法

11.3 同步发电机的功率、转矩关系

11.4 同步发电机的功角特性

11.5 并网同步发电机的有功调节及静态稳定

11.6 并网同步发电机的无功调节及V形曲线

11.1 同步发电机理想并网条件

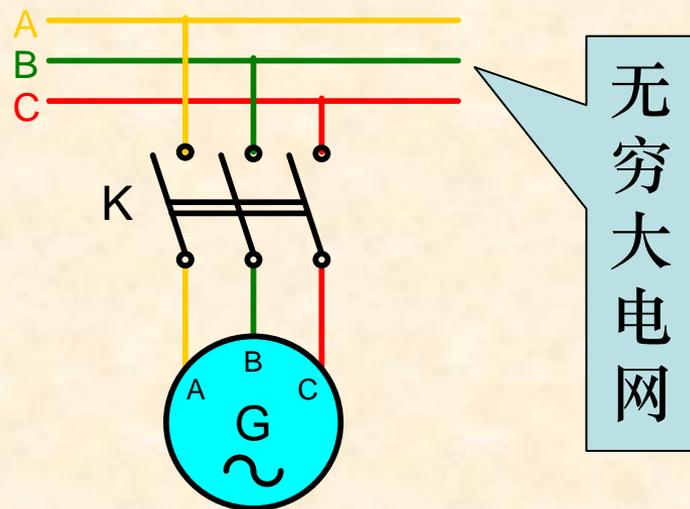
11.1.1 并网情况分析

11.1.2 理想并网条件

11.1.1 并网情况分析

(1) 无穷大电网的三大特征

- 电压恒定（恒压）。
- 频率恒定（恒频）。
- 入端阻抗为零（无内阻）。



(2) 并网操作瞬间的希望

- 发电机端口的开路电压与电网电压的**瞬时值**相等。

即：
$$u_G = u_S$$

- 但是从三相正弦波的角度看问题，瞬时值相等又包含五个方面内容。
- 当满足上述五条，并网瞬间无冲击。

- ① 幅值相等
- ② 相位相同
- ③ 频率相等
- ④ 相序一致
- ⑤ 波形相同

11.1.1 并网情况分析

(3) 若仅电压大小不等或仅相位不同

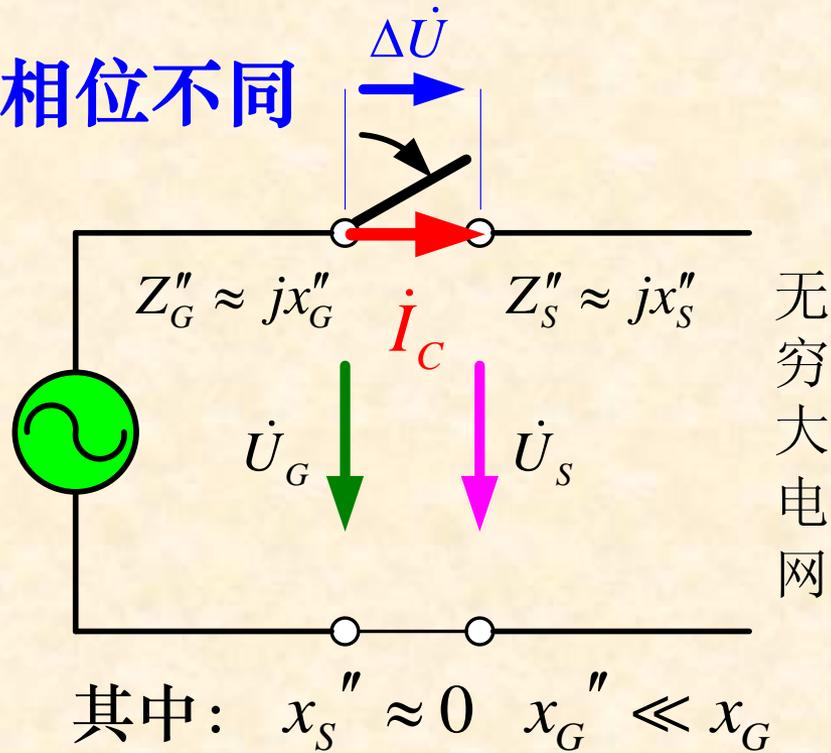
$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_G - \dot{U}_S = \dot{I}_C (z_G'' + z_S'')$$

$$\dot{I}_C = \frac{\Delta \dot{U}}{z_G'' + z_S''}$$

发电机与系统的超瞬变阻抗

$$\approx \frac{\Delta \dot{U}}{j(x_G'' + x_S'')} = \frac{-j\Delta \dot{U}}{x_G'' + x_S''}$$

发电机



■ **结果：**较小的电压差也会产生较大的电流，造成对发电机和电网冲击。

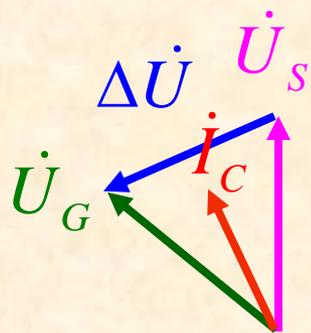
■ **解决的方法：**

- 开路电压的高低可通过励磁电流调节。
- 开路电压的相位可调节原动机的转速。

11.1.1 并网情况分析

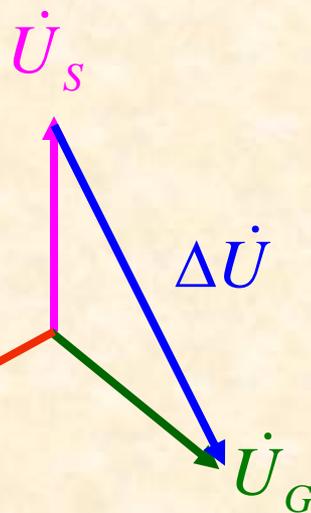
(4) 若仅电压频率不等 不妨设: $f_G > f_S$ 即: $\omega_G > \omega_S$

由:
$$\dot{I}_C \approx -j \frac{\Delta \dot{U}}{x_G'' + x_S''} = -j \frac{\dot{U}_G - \dot{U}_S}{x_G'' + x_S''}$$
 作相量图分析



$$\varphi = \dot{U}_G \hat{\cdot} \dot{I}_C < 90^\circ$$

$$mU_G I_C \cos \varphi > 0$$



$$\varphi = \dot{U}_G \hat{\cdot} \dot{I}_C > 90^\circ$$

$$mU_G I_C \cos \varphi < 0$$

■ **结果:** 发电机与电网之间产生严重的功率振荡, 并且伴生较大的暂态电流。

■ **解决的方法:**

- 改变频率可调节原动机的转速。

11.1.1 并网情况分析

(5) 若仅三相电压相序不同

此时若一相电压相等，另外两相电压差为**线电压**，发电机绝对不能并网。

(6) 若发电机输出电压波形非正弦

此时将对电网产生谐波污染，并增加发电机的谐波损耗。

11.1.2 理想并网条件

要求并网时发电机机端开路电压与系统电压：

- ① 波形相同
- ② 相序一致
- ③ 频率相等
- ④ 幅值相等
- ⑤ 相位相同

由发电机的设计、制造与现场安装加以保证。

由并网的操作来加以保证，而并网操作的过程称为**整步**或**同期**。

11.2 同步发电机并网操作的原理性方法

11.2.1 准整步法

11.2.2 整步表简介

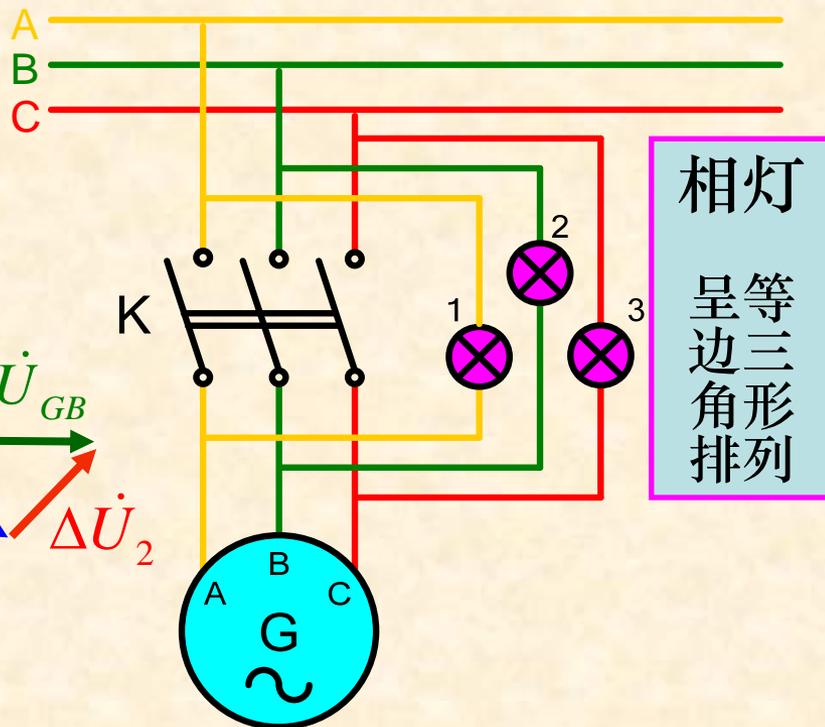
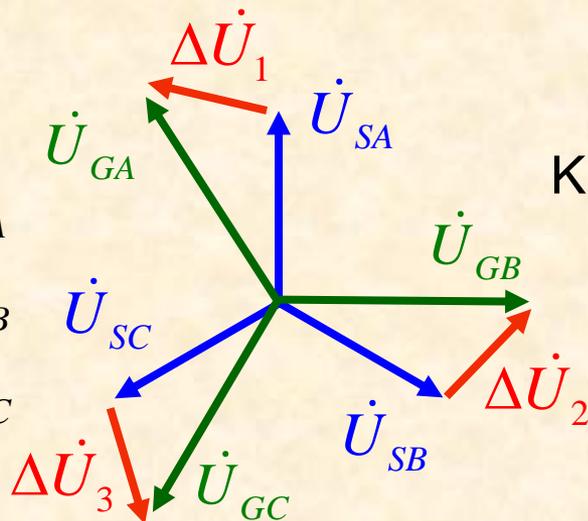
11.2.3 自整步法

11.2.1 准整步法

(1) 暗灯法

① 若相序相同

$$\begin{cases} \Delta \dot{U}_1 = \dot{U}_{GA} - \dot{U}_{SA} \\ \Delta \dot{U}_2 = \dot{U}_{GB} - \dot{U}_{SB} \\ \Delta \dot{U}_3 = \dot{U}_{GC} - \dot{U}_{SC} \end{cases}$$



■ 相灯现象:

- 当电压不等且频率不同时，灯光闪烁，同明同暗。
- 当电压相等但频率不同时，灯光闪烁，同明同灭。
- 当电压、频率相同但相位不同时，灯光长明亮度相同。

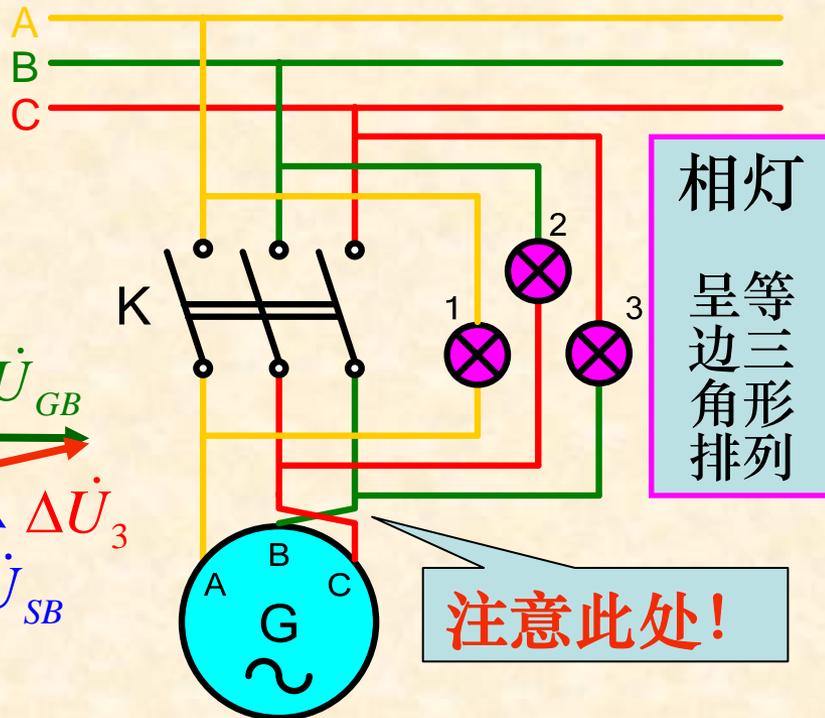
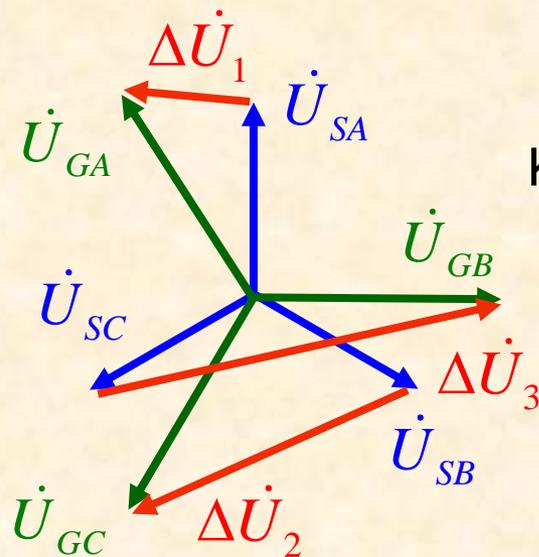
■ 并网时刻：灯光长时间同时熄灭。

11.2.1 准整步法

(1) 暗灯法

② 若相序不同

$$\begin{cases} \Delta \dot{U}_1 = \dot{U}_{GA} - \dot{U}_{SA} \\ \Delta \dot{U}_2 = \dot{U}_{GC} - \dot{U}_{SB} \\ \Delta \dot{U}_3 = \dot{U}_{GB} - \dot{U}_{SC} \end{cases}$$



■ 相灯现象：

- 当电压不等且频率不同时，灯光交替明暗（旋转）。
- 当电压相等但频率不同时，灯光交替明灭（旋转）。
- 当电压、频率相同但相位不同时，灯光有明有暗。

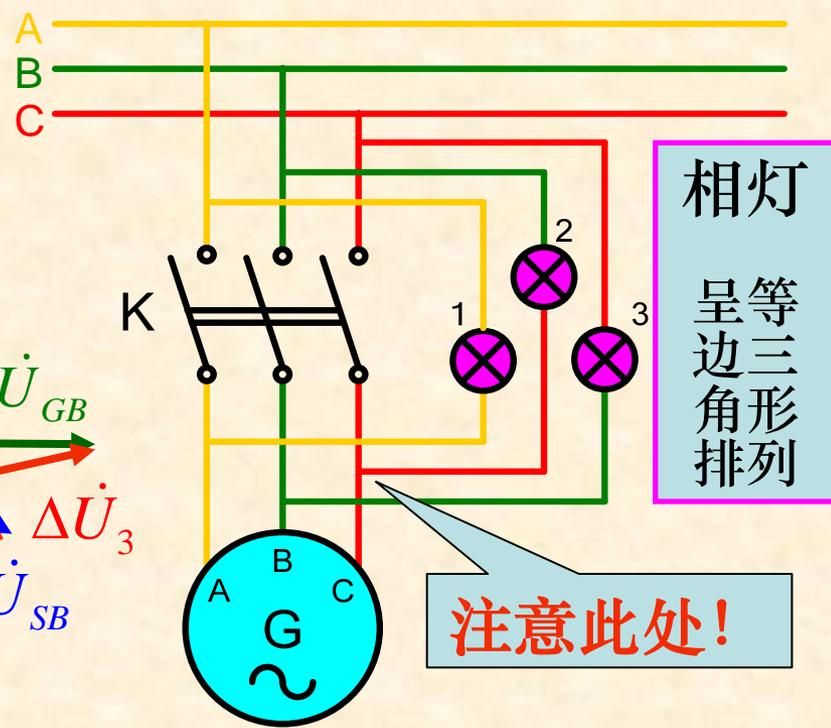
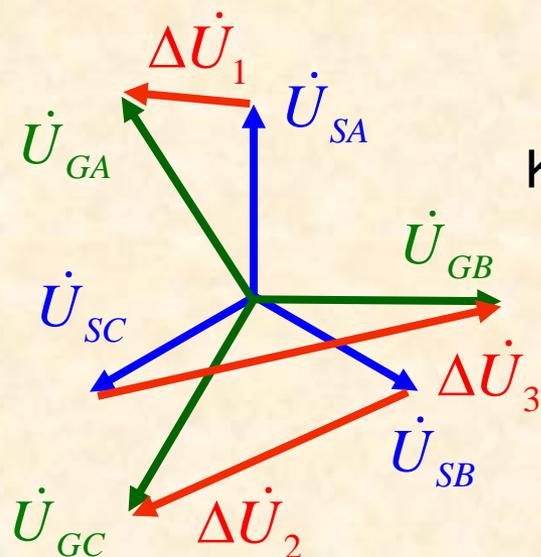
■ 暗灯法出现灯光旋转，说明相序不对，绝对不能并网。9

11.2.1 准整步法

(2) 旋灯法

① 若相序相同

$$\begin{cases} \Delta \dot{U}_1 = \dot{U}_{GA} - \dot{U}_{SA} \\ \Delta \dot{U}_2 = \dot{U}_{GC} - \dot{U}_{SB} \\ \Delta \dot{U}_3 = \dot{U}_{GB} - \dot{U}_{SC} \end{cases}$$



■ 相灯现象:

- 当电压不等且频率不同时，灯光交替明暗（旋转）。
- 当电压相等但频率不同时，灯光交替明灭（旋转）。
- 当电压、频率相同但相位不同时，灯光有明有暗。

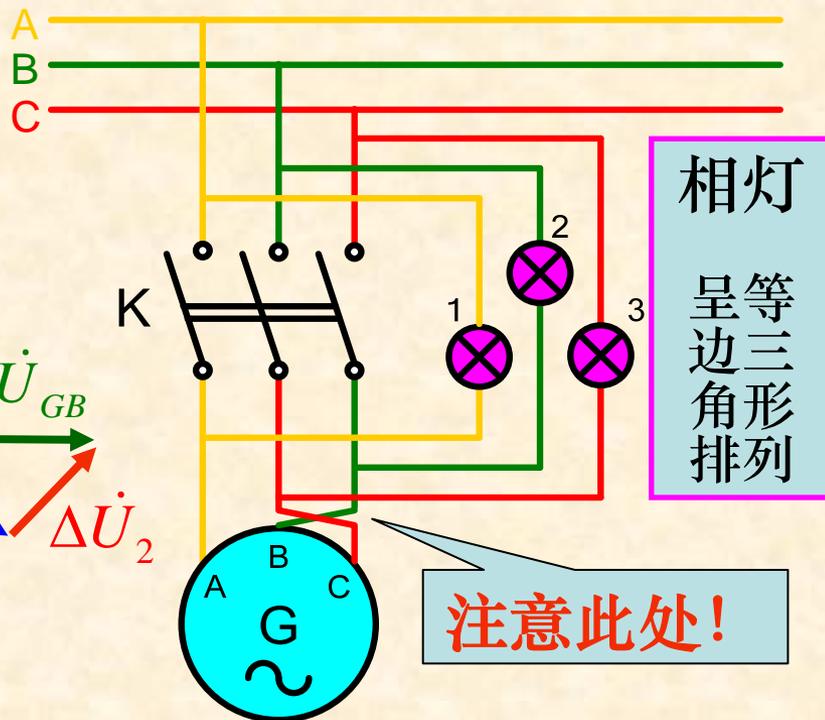
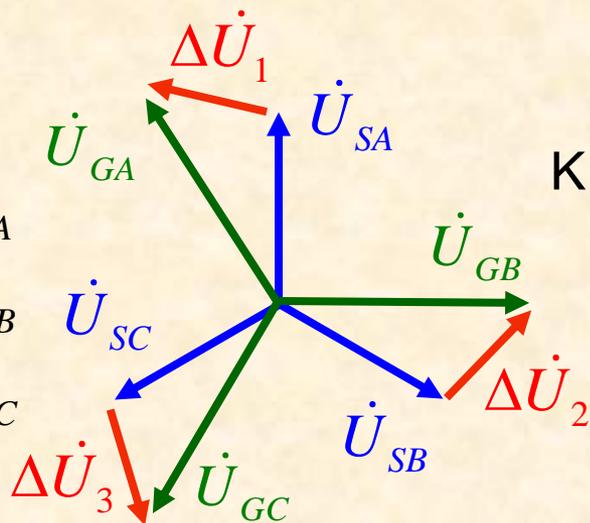
■ 并网时刻：A 相灯光熄灭并且另两相灯光亮度相同。 10

11.2.1 准整步法

(2) 旋灯法

② 若相序不同

$$\begin{cases} \Delta \dot{U}_1 = \dot{U}_{GA} - \dot{U}_{SA} \\ \Delta \dot{U}_2 = \dot{U}_{GB} - \dot{U}_{SB} \\ \Delta \dot{U}_3 = \dot{U}_{GC} - \dot{U}_{SC} \end{cases}$$



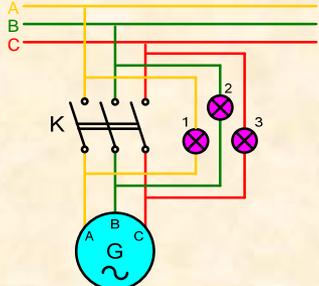
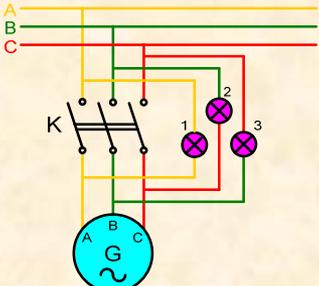
■ 相灯现象:

- 当电压不等且频率不同时，灯光闪烁，同明同暗。
- 当电压相等但频率不同时，灯光闪烁，同明同灭。
- 当电压、频率相同但相位不同时，灯光长明亮度相同。

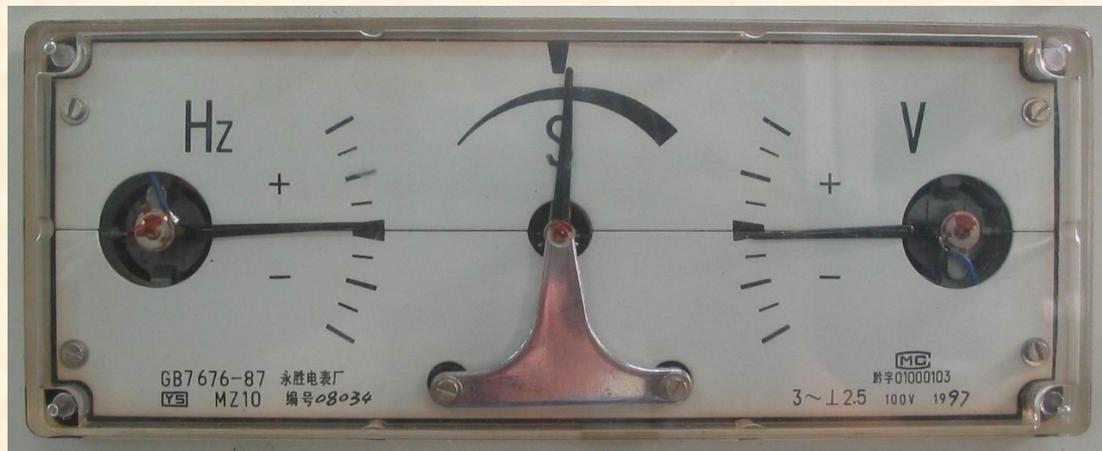
■ 旋灯法出现灯光闪烁，说明相序不对，绝不能并网。 11

11.2.1 准整步法

(3) 准整步法小结

相灯的 接线方式	现象及并 网时刻	三只相灯的 灯光同时忽 明忽暗	三只相灯的 灯光交替明 暗（旋转）	
暗 灯 法 		相序相同	相序不同 绝不能并网	并网时刻 三只相灯 同时常灭
旋 灯 法 		相序不同 绝不能并网	相序相同 非倒相灯常灭 另两相灯长明 并且亮度相同	

11.2.2 整步表（三用表）简介



11.2.3 自整步法（自学）

- (1) 严格校验发电机的出线相序；
- (2) 励磁绕组通过限流电阻短接；（**原因为何？**）
- (3) 原动机按规定转向拖动转子旋转并接近于同步转速；
- (4) 定子绕组投入电网，同时切除励磁绕组的限流电阻并立即通入励磁电流；
- (5) 依靠定转子间的电磁力形成的转矩将转子**牵入同步**。

11.3 同步发电机的功率、转矩关系

11.3.1 功率平衡方程式

11.3.2 关于电磁功率的初步认识

11.3.3 转矩平衡方程式

11.3.1 功率平衡方程式

设： P_1 ——原动机输入的机械功率

P_m ——机械损耗 P_{fe} ——铁心损耗

P_{ad} ——附加损耗 P_{Cua} ——定子绕组铜损耗

P_M ——通过气隙磁场的媒介作用，由转子侧传递到定子侧的电磁功率

P_2 ——发电机输出的电功率

则有：

$$P_1 - (P_m + P_{fe} + P_{ad}) = P_M$$

$$P_M - P_{Cua} = P_2$$

11.3.2 关于电磁功率的初步认识

由： $\dot{E}_\delta = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_\sigma$ 作相量图

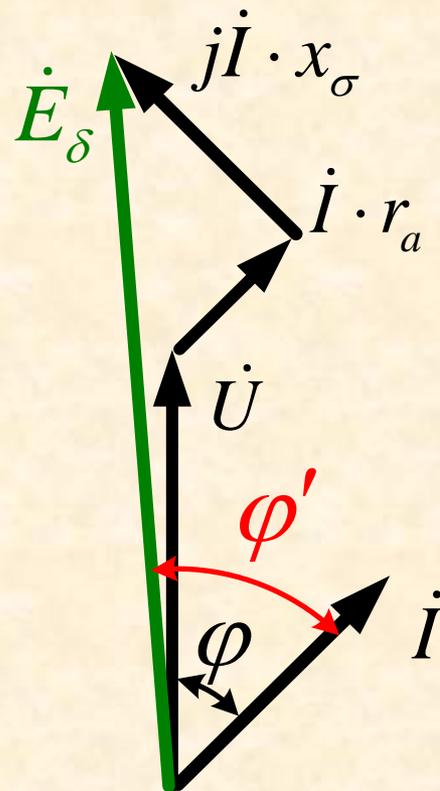
$$\begin{aligned} \text{又由： } P_M &= P_2 + P_{Cua} \\ &= mUI \cos \varphi + mI^2 r_a \\ &= mI(U \cos \varphi + Ir_a) \end{aligned}$$

参照相量图可得：

$$P_M = mE_\delta I \cos \varphi'$$

上式表明：

电磁功率的产生是电枢电流与气隙合成磁场相互作用的结果。



11.3.3 转矩平衡方程式

由：
$$P_1 = P_M + (p_m + p_{fe} + p_{ad})$$

方程两边同除以： $\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} = \frac{2\pi f_1}{p}$ 称为同步角速度。

得：
$$\frac{P_1}{\Omega_1} = \frac{P_M}{\Omega_1} + \frac{(p_m + p_{fe} + p_{ad})}{\Omega_1}$$

为原动机的驱动转矩 (T_1)

为制动性质的电磁转矩 (T_M)

为空载制动转矩 (T_0)

即：
$$T_1 = T_M + T_0$$

■ 两点说明：

- ① 只有当驱动转矩等于制动转矩，旋转电机的转速才能稳定。
- ② 因同步角速度为常数，故稳态运行时电磁转矩正比于电磁功率。

11.4 同步发电机的功角特性

11.4.1 功角特性的定义及意义

11.4.2 功角特性公式的推导

11.4.3 关于功角特性的讨论

11.4.1 功角特性的定义及意义

(1) 定义

并网同步发电机对称稳态运行时，其电磁功率 (P_M) 与功率角 (θ) 间的关系，称为同步发电机的功角特性。

(2) 意义

- 揭示同步电机能够实现机电能量转化的物理本质。
- 建立电磁功率与电机参数间的关系。
- 从理论上分析并网同步发电机能量转换的最大能力。
- 进一步研究并网同步发电机输出有功功率的调节及无功功率的相应变化。
- 从实际运行角度讨论并网同步发电机的运行稳定性。

11.4.2 功角特性公式的推导

由功率平衡方程： $\Rightarrow P_M = P_2 + p_{Cua} = mUI \cos \varphi + mI^2 r_a$

忽略电枢绕组电阻： $\Rightarrow \approx mUI \cos \varphi$

由 $\varphi = \psi - \theta$ ： $\Rightarrow = mUI (\cos \psi \cos \theta + \sin \psi \sin \theta)$

由 d 、 q 分解： $\Rightarrow = mU (I_q \cos \theta + I_d \sin \theta)$

由凸极同步发电机不计饱和时的相量图：

$$I_q = \frac{U \sin \theta}{x_q}$$

$$I_d = \frac{E_0 - U \cos \theta}{x_d}$$

代入整理得：

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_d} \sin \theta + \frac{1}{2} mU^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$$

11.4.3 关于功角特性的讨论

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_d} \sin \theta + \frac{1}{2} mU^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$$

基本电磁功率

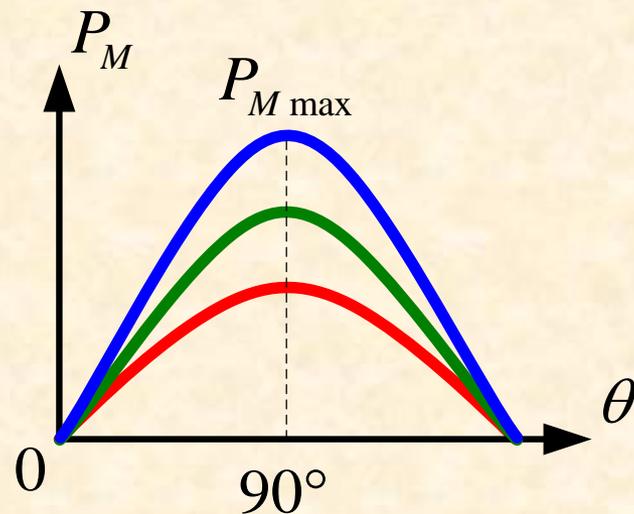
附加电磁功率

(1) 对于隐极同步发电机

$$x_d = x_q = x_s \quad P_M = \frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta$$

特别是当： $\theta = 90^\circ$

$$P_{M \max} = \frac{mE_0U}{x_s} = f(E_0)$$

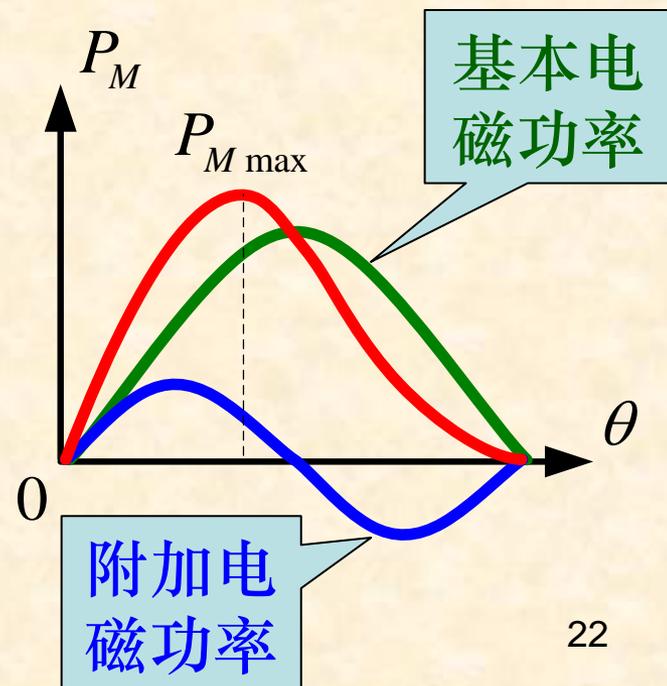


11.4.3 关于功角特性的讨论

(2) 对于凸极同步发电机

$$x_d > x_q \quad P_M = \frac{mE_0U}{x_d} \sin \theta + \frac{1}{2} mU^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$$

- ① 对应于最大电磁功率的功率角小于 90° ，具体数值可由一阶导数求极值的方法得出。
- ② 产生附加电磁功率的根本原因是： d 、 q 轴气隙长度不等。
- ③ 附加电磁功率与励磁电动势无关，仅需机端电压及功率角不为零。



11.4.3 关于功角特性的讨论

(3) 若功率角等于零

不论隐极还是凸极

$$P_M = 0 \quad T_M = 0 \quad \text{电机不能进行机电能量转换。}$$

(4) 可以进一步构造电磁转矩和无功功率角度特性

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = f(\theta) \quad \text{和} \quad Q = mUI \sin \varphi = f(\theta)$$

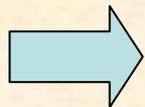
电磁转矩角度特性

无功功率角度特性

(5) 功角特性的标么值形式

强调并网

$$U^* = 1$$



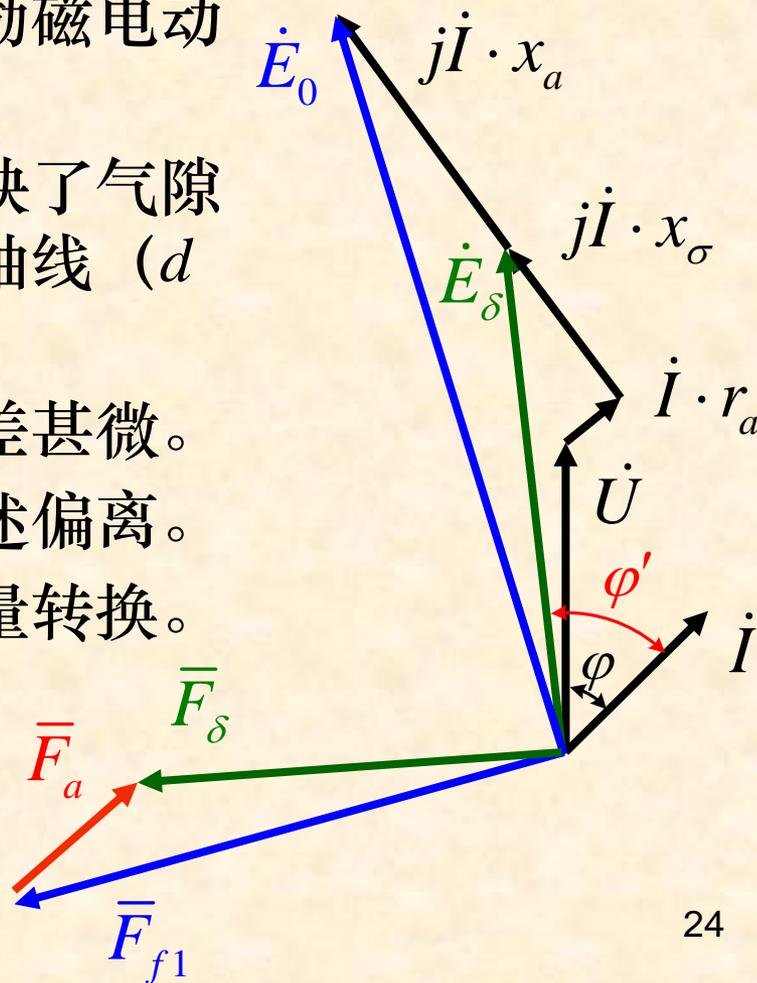
$$P_M^* = \frac{E_0^*}{x_d^*} \sin \theta + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) \sin 2\theta$$

11.4.3 关于功角特性的讨论

(6) 功率角的物理意义（以隐极同步发电机为例）

- 在时间相量图中：功率角是励磁电动势与电压间的时间电角。
- 在空间矢量图中：功率角反映了气隙合成磁场轴线偏离励磁磁场轴线（ d 轴）的空间电角。
- 以上二者虽不相等，但是相差甚微。
- 仅横轴电枢反应才能产生上述偏离。
- 功率角非零才能实现机电能量转换。

■ 结论：横轴电枢反应是旋转电机产生电磁功率和电磁转矩，进而实现机电能量转换的必要条件。



11.5 并网同步发电机的有功调节 及静态稳定

11.5.1 分析假设

11.5.2 发出有功功率的调节过程

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

11.5.1 分析假设

- (1) 电网为恒压、恒频、无内阻的无穷大系统。
- (2) 机端电压与电流关联正方向采用发电机惯例。
- (3) 以隐极同步发电机为例，其功角特性及电磁转矩角度特性分别为：

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta$$

$$T_M = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{mE_0U}{x_s \cdot \Omega_1} \sin \theta$$

- (4) 忽略定子绕组电阻，则有：

$$P_M = P_2 + p_{Cua} \approx P_2$$

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_s \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_s$$

11.5.2 发出有功功率的调节过程

(1) 准整步并网

$$\dot{E}_0 = \dot{U} \quad \dot{I} = 0 \quad \theta = 0$$

$$I_f = I_{f0}$$

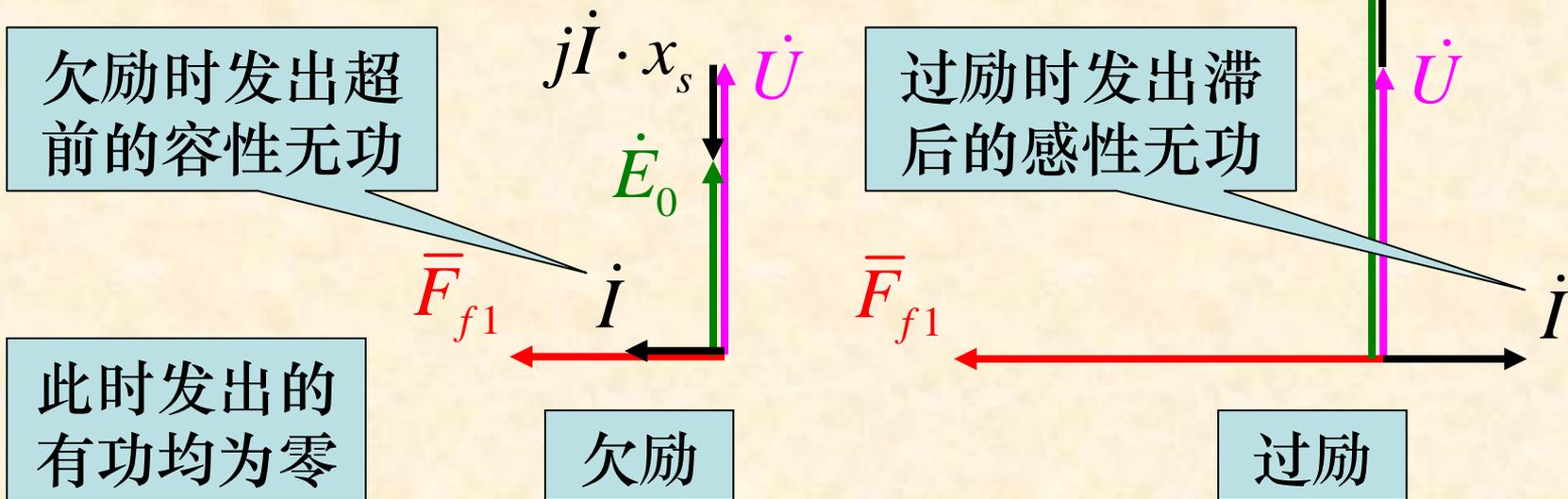
$$P_M = 0 \quad T_M = 0 \quad T_1 = T_0$$

$$\longrightarrow n_1$$

$$\bar{F}_{f1}$$

正常励磁

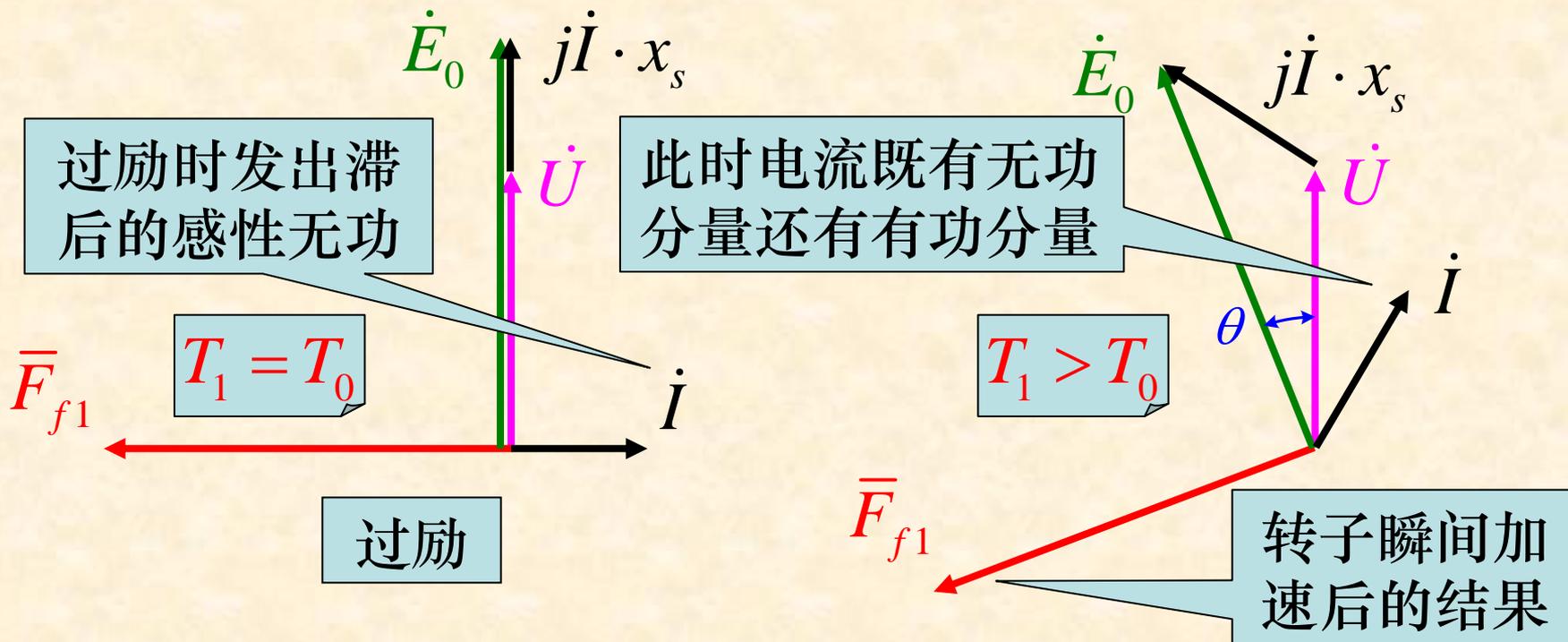
(2) 保持输入转矩不变而仅调节励磁



结论：仅调节发电机励磁不能改变其发出的有功。

11.5.2 发出有功功率的调节过程

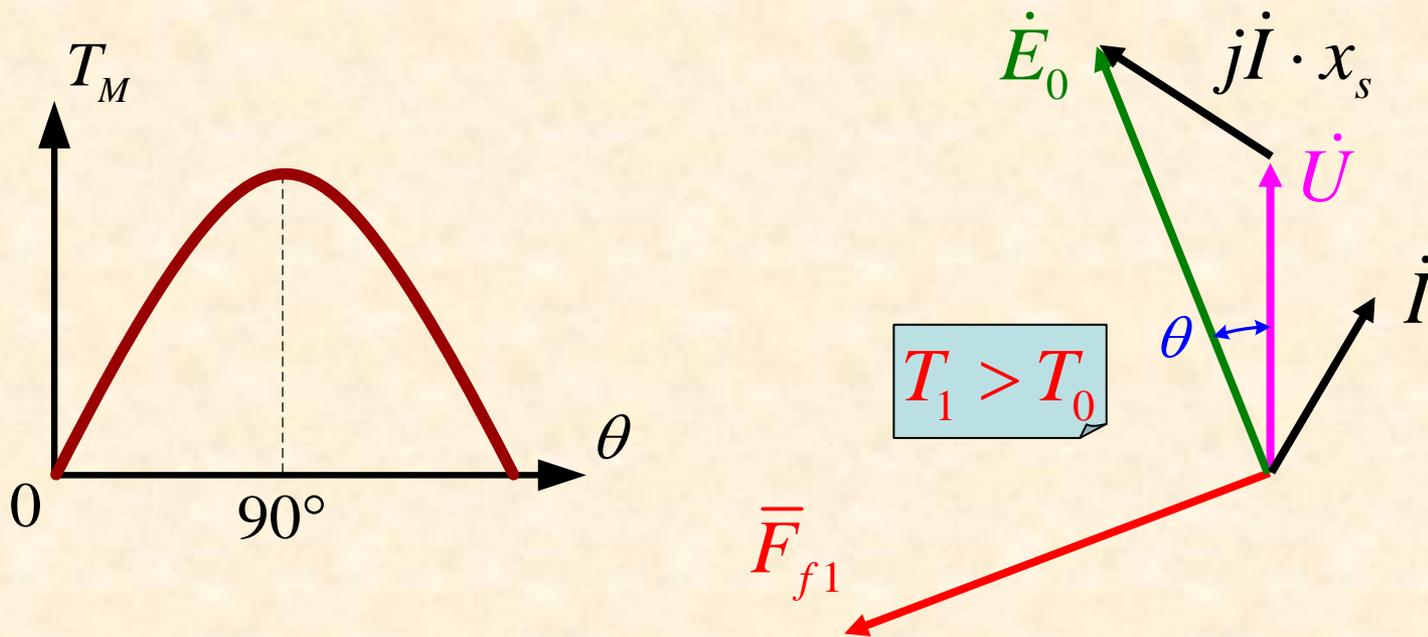
(3) 保持励磁不变而增加原动机的输入转矩



- 瞬间输入转矩大于空载制动转矩，转子加速，功角非零。
- 产生制动性质的电磁转矩，当转矩平衡转速可重新稳定。
- 电枢电流中含有有功分量，同步电机发出有功功率。 28

11.5.2 发出有功功率的调节过程

(4) 在励磁一定情况下的功率极限



$\theta < 90^\circ$

$\theta \uparrow \Rightarrow T_M \uparrow \Rightarrow T_1 = T_0 + T_M \Rightarrow$

转速重新稳定

$T_1 \uparrow \Rightarrow$

$\theta > 90^\circ$

$\theta \uparrow \Rightarrow T_M \downarrow \Rightarrow T_1 > T_0 + T_M \Rightarrow$

失去同步

11.5.2 发出有功功率的调节过程

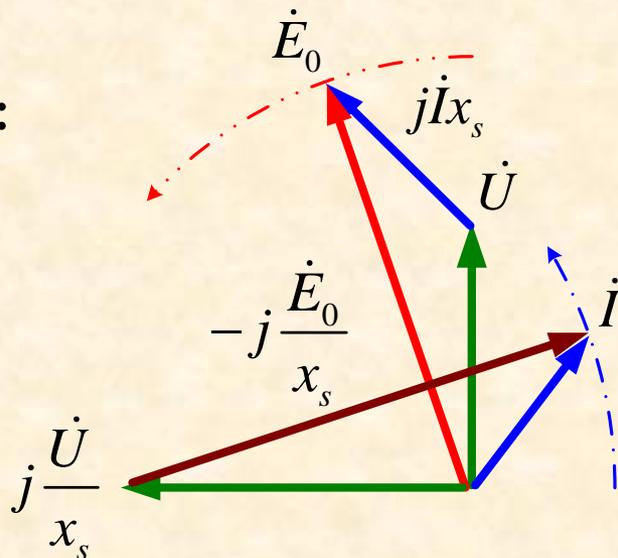
(5) 仅调节有功时的无功变化分析

- 不妨以隐极同步发电机忽略电枢绕组电阻为例，研究励磁不变仅调节原动机输入转矩时的励磁电动势和电枢电流相量末端变化的轨迹。
- 由不计饱和的电压平衡方程式：

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_s$$

可得：

$$\dot{I} = j \frac{\dot{U}}{x_s} + \left(-j \frac{\dot{E}_0}{x_s}\right)$$



- 可见在功率极限范围内，仅增加同步发电机的输入转矩而不调节励磁，发电机输出有功功率增加的同时其输出无功功率将相应减少。

11.5.2 发出有功功率的调节过程

(6) 小结

- 当需要调节同步发电机发出的有功功率时，必须调节来自原动机的输入转矩。
 - 即发电机不是功率发生器，而仅仅是能量转换器。
- 对应一定的励磁电流，同步发电机的有功输出能力存在一理论上的极限值。
- 若在励磁电流不变的情况下仅调节原动机，则同步发电机在输出有功功率变化的同时其输出无功功率也相应发生改变。
- **思考题：调节原动机时需保持无功不变需怎样调节？**

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(1) 静态稳定的概念

- 并网同步发电机在对称稳态运行时，往往会偶然受到来自外界的微小扰动。
- 当扰动消失后，若发电机能够恢复到原来稳定运行状态，则认为发电机运行是稳定的。
- 反之，当扰动消失后，若发电机不能恢复到原来稳定运行状态，则认为发电机运行是不稳定的。

(2) 发电机并网运行时可能出现的外界扰动

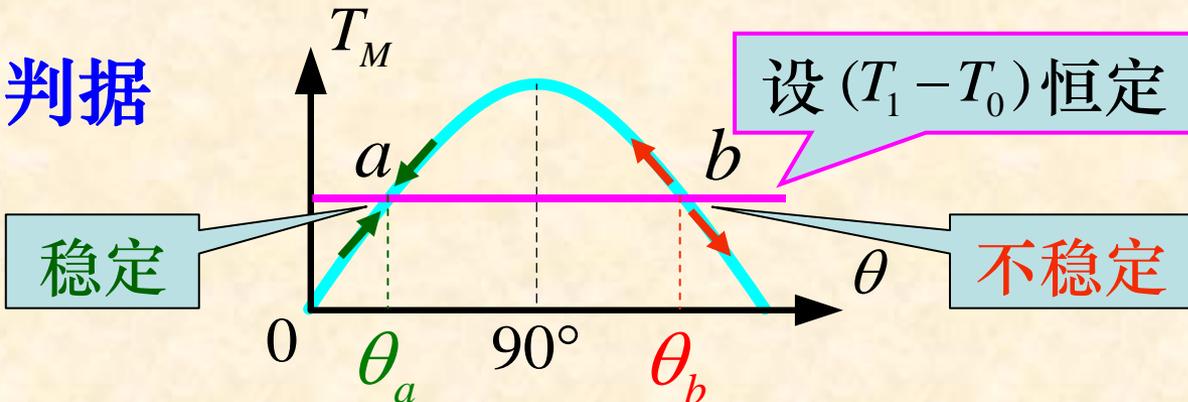
- 原动机输入转矩的微小波动。
- 发电机励磁电流的微小变化。
- 电网的电压出现微小的波动。
- 电网的频率出现微小的波动。

这些扰动都会改变并网同步发电机的运行点。

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(3) 静态稳定的判据

■ 直观性判别



● a点附近

扰动使 { $\theta \uparrow \Rightarrow T_M \uparrow$ 扰动消失后 $T_M > T_1 - T_0 \Rightarrow \theta \downarrow \Rightarrow T_M \downarrow$
 $\theta \downarrow \Rightarrow T_M \downarrow$ 扰动消失后 $T_M < T_1 - T_0 \Rightarrow \theta \uparrow \Rightarrow T_M \uparrow$

● b点附近

扰动使 { $\theta \uparrow \Rightarrow T_M \downarrow$ 扰动消失后 $T_M < T_1 - T_0 \Rightarrow \theta \uparrow \Rightarrow T_M \downarrow$
 $\theta \downarrow \Rightarrow T_M \uparrow$ 扰动消失后 $T_M > T_1 - T_0 \Rightarrow \theta \downarrow \Rightarrow T_M \uparrow$

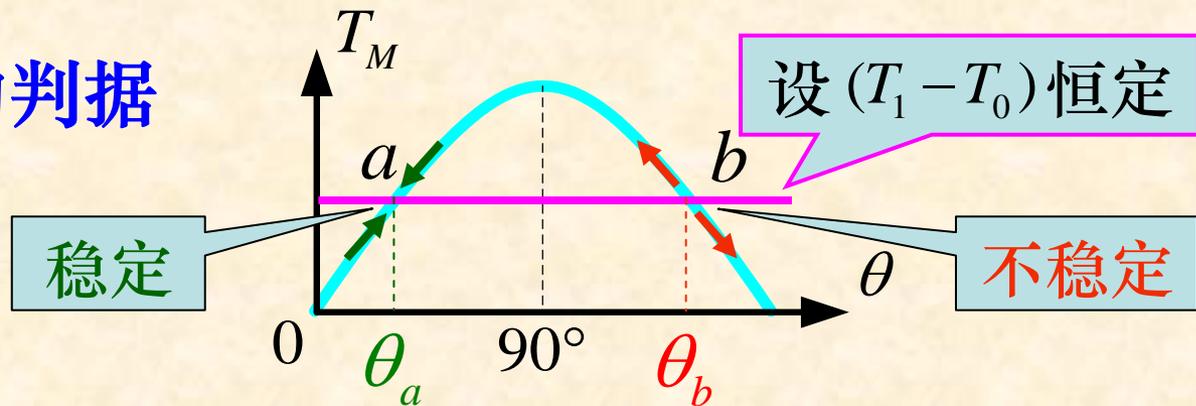


11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(3) 静态稳定的判据

■ 数学表达

- 用电磁转矩角度特性曲线上运行点处的切线斜率来表示。
- 该斜率称为同步电机的**同步转矩系数**。
- 显而易见：



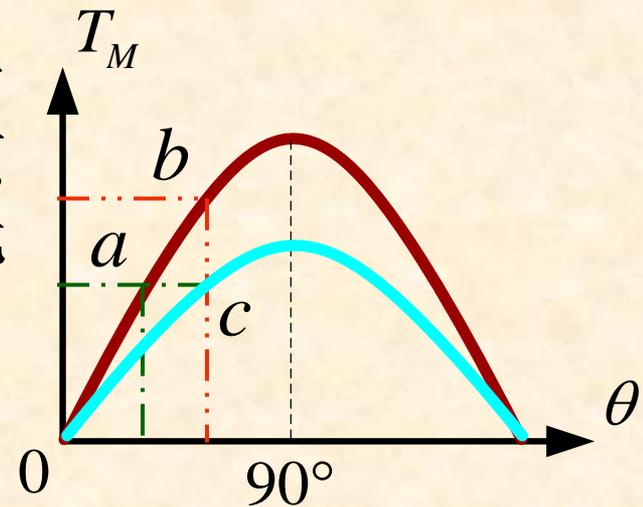
- | | | | | |
|---|---|----------------------------|------|--------|
| { | 当 | $\frac{dT_M}{d\theta} > 0$ | 稳定 | (a点附近) |
| | 当 | $\frac{dT_M}{d\theta} = 0$ | 临界稳定 | |
| | 当 | $\frac{dT_M}{d\theta} < 0$ | 不稳定 | (b点附近) |

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(4) 静态稳定能力的评价指标

① 对静态稳定能力的初步认识

- 静态稳定能力的强弱，是指发电机在扰动消失后回到原来稳定运行点所需时间的长短。
- 若回到原来稳定运行点所需的时间越短，则其静态稳定能力越强。
- 显然，若扰动前后电磁转矩的差值越大，则同步电机回到原来稳定运行点所需要的时间就越短。
- 励磁一定时负荷越轻越稳定。
- 负荷一定时励磁越大越稳定。
- 总之，运行点处的功率角越小电机越稳定。



11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(4) 静态稳定能力的评价指标

② 同步转矩系数

$$\frac{dT_M}{d\theta} = \begin{cases} \text{隐极} & \frac{mE_0U}{x_s\Omega_1} \cos \theta \\ \text{凸极} & \frac{mE_0U}{x_d\Omega_1} \cos \theta + \frac{mU^2}{\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta \end{cases}$$

- 可见：运行点的功角越小，同步转矩系数越大，发电机静态稳定性越高。
- 为使同步发电机具有足够的静态稳定性，设计中：

凸极同步发电机 $\theta_N = 20^\circ \sim 30^\circ$

隐极同步发电机 $\theta_N = 30^\circ \sim 40^\circ$

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(4) 静态稳定能力的评价指标

③ 过载能力

$$k_m = \frac{T_{M \max}}{T_{MN}} = \frac{P_{M \max}}{P_{MN}} \xrightarrow{\text{隐极}} = \frac{\frac{mE_0U}{x_s} \sin 90^\circ}{\frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta_N} = \frac{1}{\sin \theta_N}$$

- 可见：过载能力越大，额定运行点的功角越小，发电机静态稳定性越高。
- 注意：过载能力**非指发电机允许过负荷的能力**，而仅表征静态稳定能力的强弱。

11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(4) 静态稳定能力的评价指标

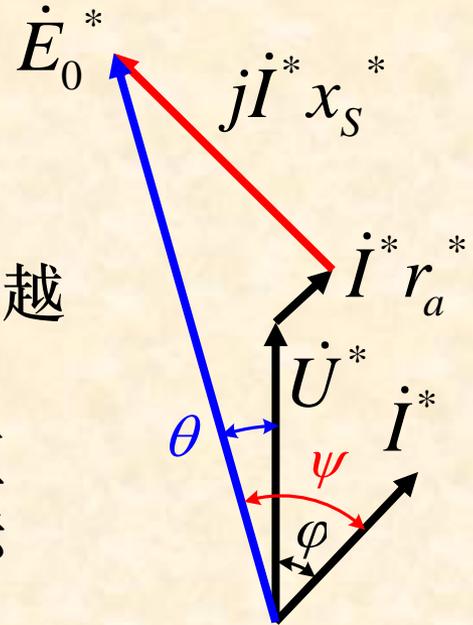
④ 短路比 $k_C = k_\mu \frac{1}{x_d^*}$ 隐极 $= k_\mu \frac{1}{x_s^*}$

- 可见：在饱和程度一定时，短路比越大，同步电抗的标么值越小。

➤ 由相量图可知：在负荷（电枢电流）一定时，同步电抗的标么值越小，功角越小。

➤ 由功角特性可知：在电磁功率及励磁电动势一定时，同步电抗的标么值越小功角越小。

- 另外：当同步发电机经长输电线并网时，线路电抗的影响将使接入点处静态稳定能力有所降低。



11.5.3 并网同步发电机的静态稳定

(5) 小结

- 并网同步发电机的静态稳定性，是指发电机经受小扰动且扰动消失后能够回到原来稳定运行状态的能力。
- 并网同步发电机的静态稳定性的高低，是指发电机经受小扰动且扰动消失后回到原来稳定运行状态所需时间的快慢。
- 反映并网同步发电机静态稳定性能的指标有三：
 - 同步转矩系数
 - 过载能力
 - 短路比

其值越大静态稳定性越高
- 分析表明不论何种情况，运行点的功率角越小静态稳定性越高。

11.6 并网同步发电机的无功调节 及 V 形曲线

11.6.1 分析假设

11.6.2 发出无功功率的调节过程

11.6.3 同步发电机的 V 形曲线

11.6.4 关于有功调节需保持无功不变的分析

11.6.5 关于有功、无功调节的综合性结论

11.6.1 分析假设

- (1) 电网为恒压、恒频、无内阻的无穷大系统。
- (2) 机端电压与电流关联正方向采用发电机惯例。
- (3) 以隐极同步发电机为例，其功角特性为：

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta$$

- (4) 忽略定子绕组电阻，则：

$$P_M = P_2 + p_{Cua} \approx P_2$$

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_s \approx \dot{U} + j\dot{I} \cdot x_s$$

- (5) 调节过程分析中认为空载制动转矩不变。

11.6.2 发出无功功率的调节过程

(1) 输入转矩不变仅调节励磁功角变化的动态过程

■ 因为： $T_1 = \text{常数}$ $T_0 = \text{常数}$

■ 所以： $T_1 - T_0 = T_M = \text{常数}$

■ 不妨假设励磁增加

■ 在励磁增加的瞬间电磁转矩增大，转矩不再平衡。

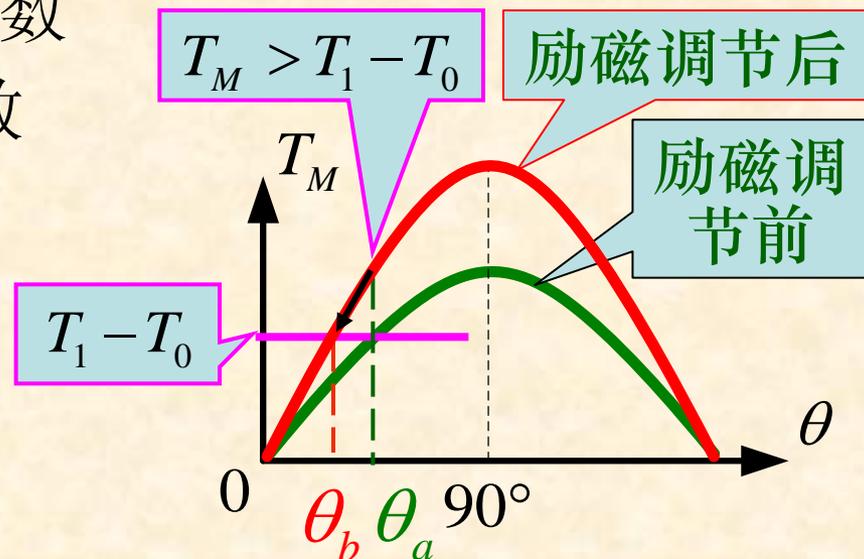
■ 制动转矩大于驱动转矩，发电机转子将开始减速。

■ 在转子减速的动态过程中，发电机的功角减小。

■ 伴随功角的减小，电机产生的电磁转矩相应减小。

■ 当转矩从新达到平衡时转子转速稳定，且：

$$\theta_b < \theta_a$$



11.6.2 发出无功功率的调节过程

(2) 保持输入转矩不变仅调节励磁的约束条件

$$T_1 - T_0 = T_M \implies T_M = \text{常数} \implies P_M = P_2 = \text{常数}$$

$$\text{由: } P_M = \frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta = \text{常数}$$

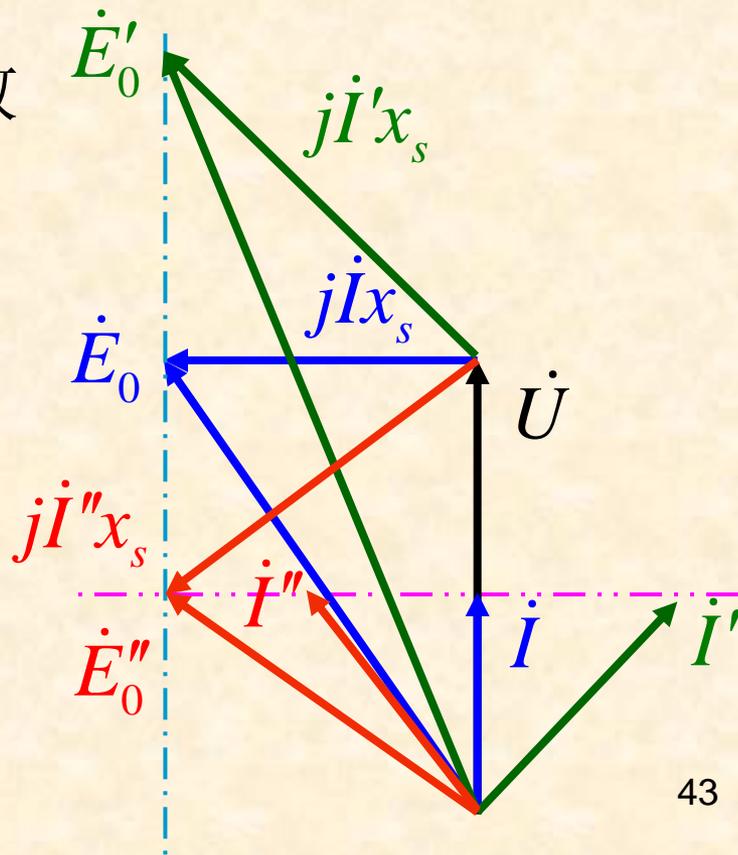
$$\text{得: } E_0 \sin \theta = \text{常数}$$

$$\text{由: } P_2 = mUI \cos \varphi = \text{常数}$$

$$\text{得: } I \cos \varphi = \text{常数}$$

(3) 由约束条件作相量图

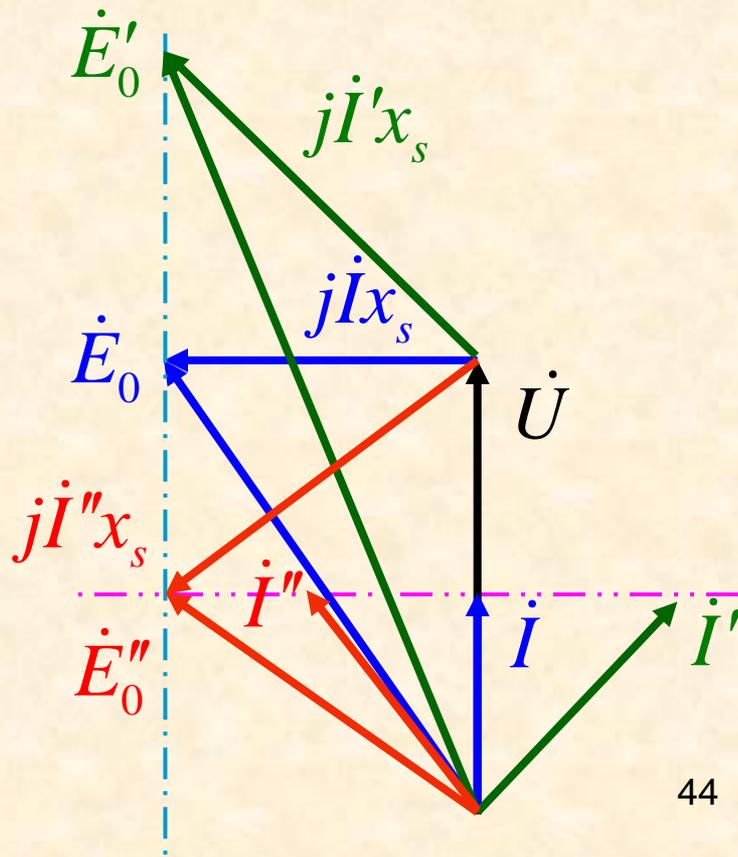
$$E_0 \approx \dot{U} + j\dot{I}x_s$$



11.6.2 发出无功功率的调节过程

(4) 由相量图得出的结论

- ① 当发出纯有功时，电枢电流最小，此时的励磁电流称为正常励磁电流。
- ② 仅调节励磁电流，发电机发出的有功不变。
- ③ 过励发出有功及滞后的感性无功，电枢电流比正常励磁时有所增加。（有功电流不变而感性无功电流增加）
- ④ 欠励发出有功及超前的容性无功，电枢电流比正常励磁时有所增加。（有功电流不变而容性无功电流增加）



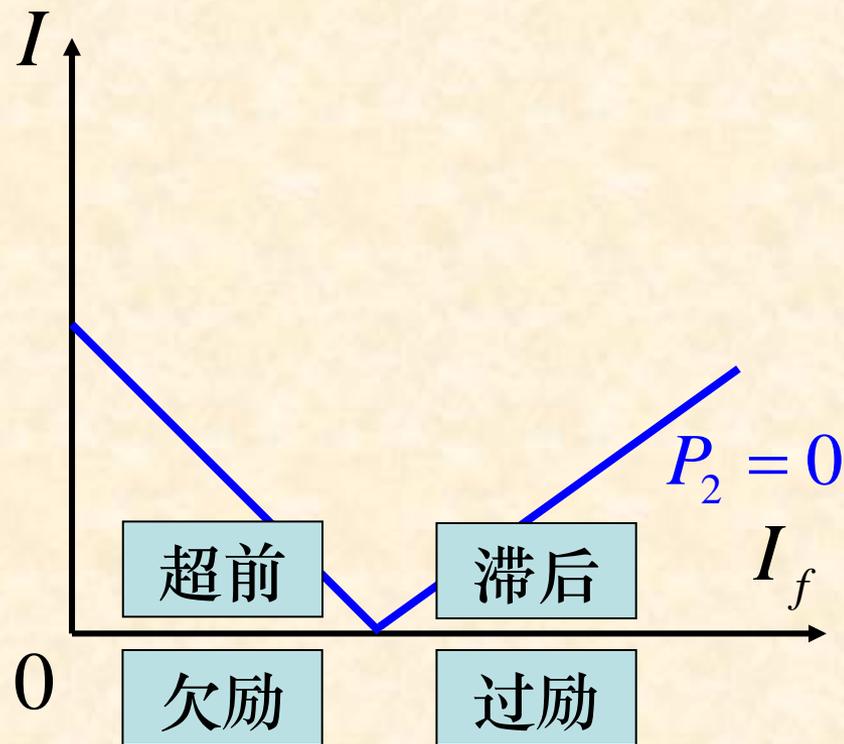
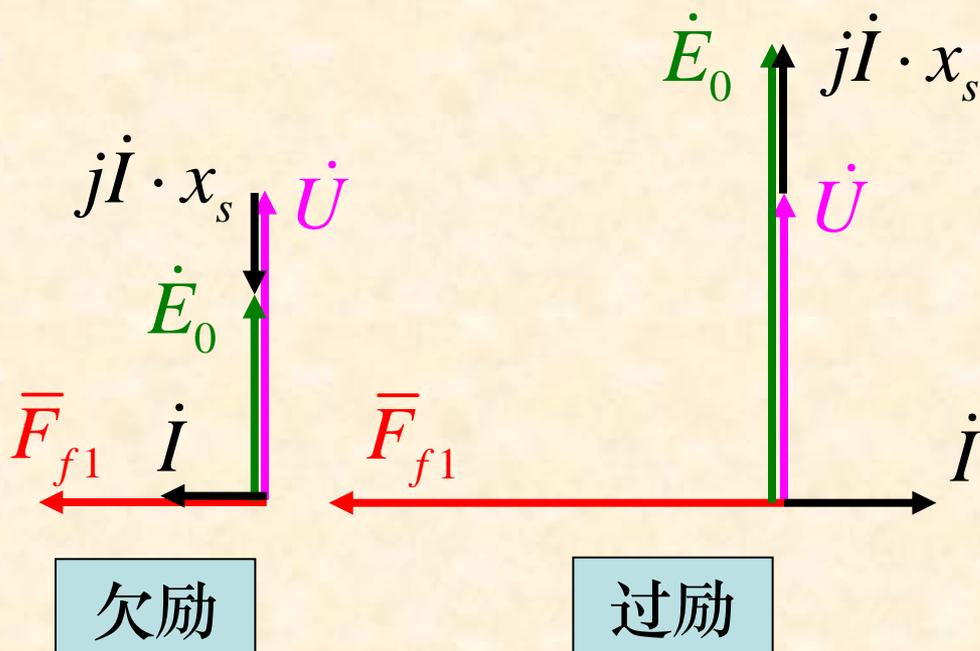
11.6.3 同步发电机的 V 形曲线

(1) V 形曲线的定义

$$I = f(I_f) \Big|_{P_2 = \text{常数}}$$

(2) 曲线形状分析

① $P_2 = 0$



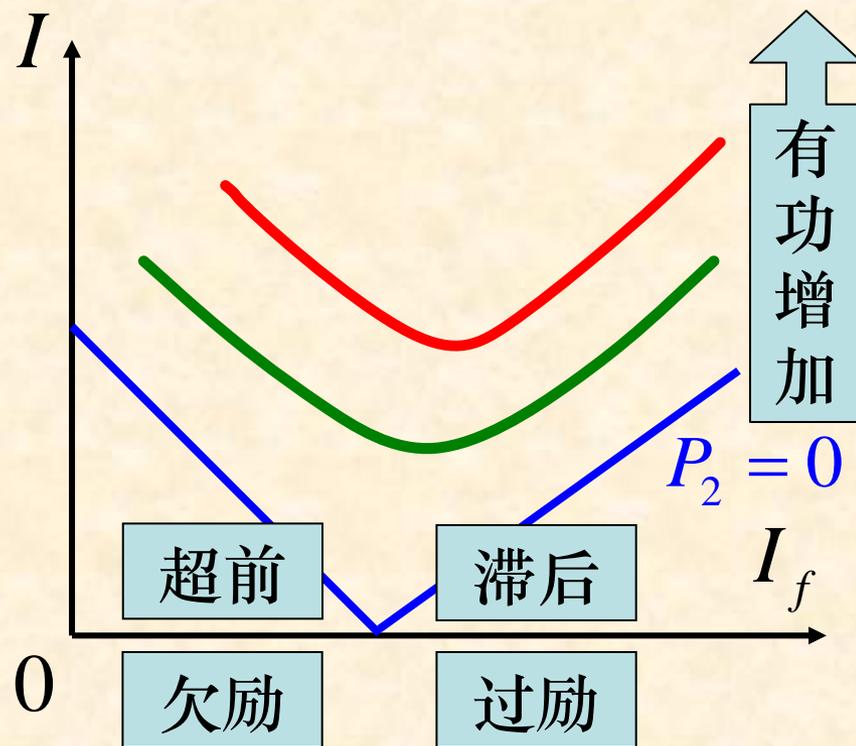
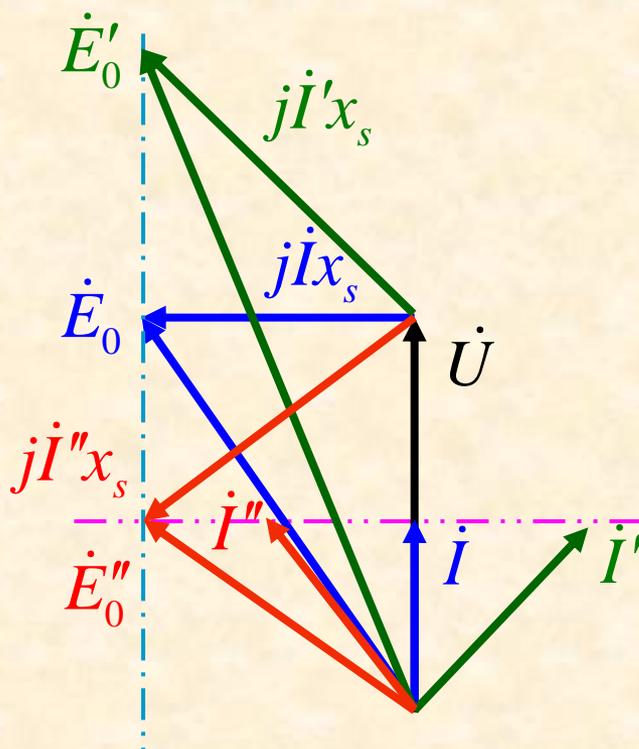
11.6.3 同步发电机的 V 形曲线

(1) V 形曲线的定义

$$I = f(I_f) \Big|_{P_2 = \text{常数}}$$

(2) 曲线形状分析

② $P_2 > 0$

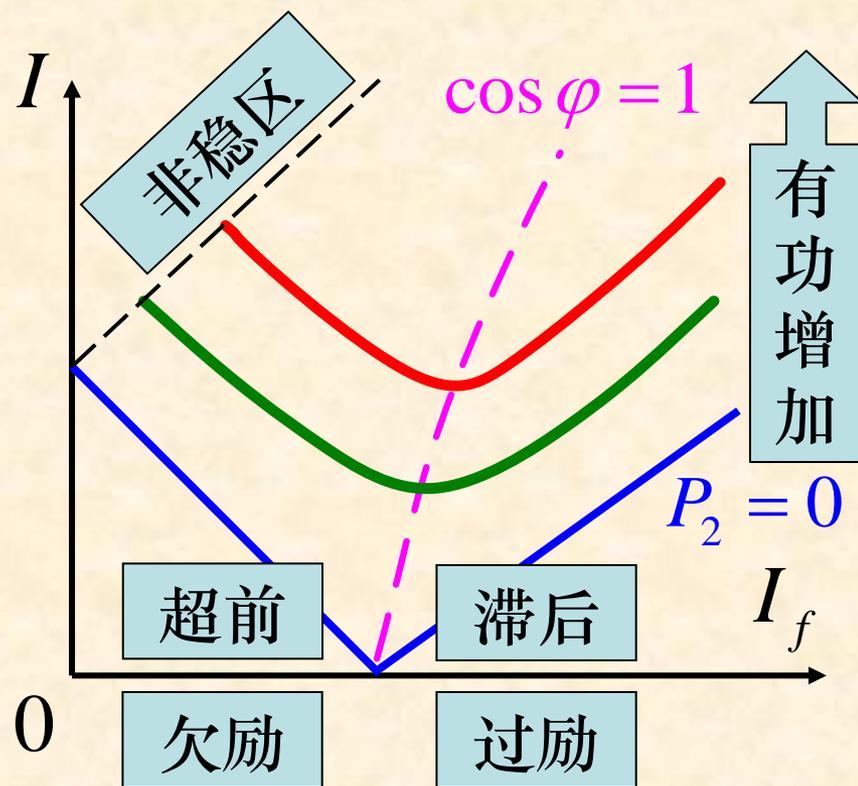


11.6.3 同步发电机的 V 形曲线

(3) 关于 V 形曲线的进一步说明

问题：励磁调节的限制因素有哪些？

- ① 随着有功增加，曲线逐渐升高，但各条曲线的谷点右移（励磁电流增加）。
- ② 各条曲线谷点的连线为功率因数等于 1 线。
- ③ 功率因数等于 1 线的右侧为过励滞后区。
- ④ 功率因数等于 1 线的左侧为欠励超前区。
- ⑤ 最左端存在一非稳区。
- ⑥ 随着输出有功的增加非稳区域相应增大。



11.6.4 关于有功调节需保持无功不变的分析

(1) 约束条件

由: $Q = \frac{mE_0U}{x_s} \cos \theta - \frac{mU^2}{x_s} = \text{常数}$ 显然: $E_0' > E_0$

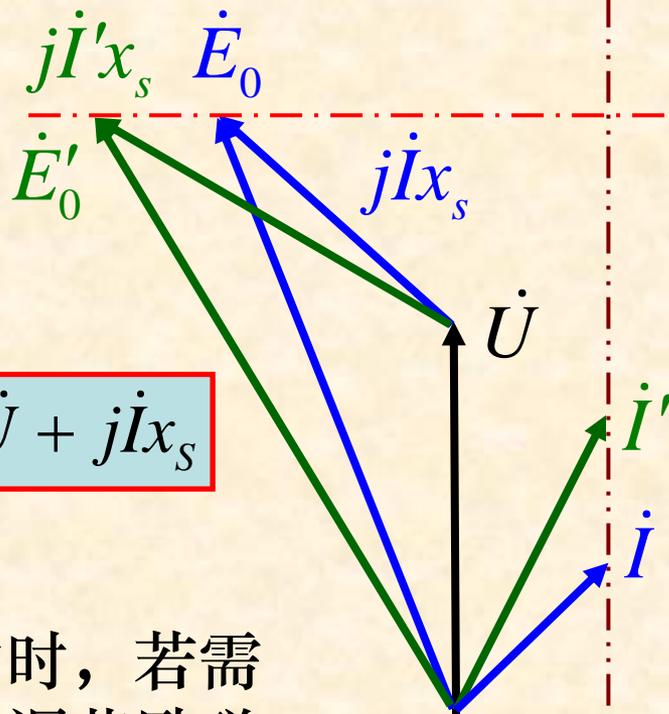
得: $E_0 \cos \theta = \text{常数}$

由: $Q = mUI \sin \varphi = \text{常数}$

得: $I \sin \varphi = \text{常数}$

(2) 由约束条件作相量图

$$\dot{E}_0 \approx \dot{U} + j\dot{I}x_s$$



(3) 结论

并网同步发电机在调节发出有功时，若需保持发出的无功不变，则须相应调节励磁。

11.6.5 关于有功、无功调节综合性结论

- (1) 调节并网同步发电机的励磁，可以改变其发出无功功率的大小及性质，同时影响同步发电机的静态稳定性：
 - 过励发出感性无功，静态稳定性有所提高；
 - 欠励发出容性无功，静态稳定性有所降低。
- (2) 仅调节并网同步发电机的励磁时，发出无功改变的同时发出的有功保持不变。
- (3) 仅调节并网同步发电机的输入转矩时，发出有功改变的同时发出的无功相应改变。

11.6.5 关于有功、无功调节综合性结论

- (4) 并网同步发电机在调节发出有功时，若需保持发出的无功不变，则须相应调节励磁。
- (5) 并网同步发电机在调节发出有功功率时，将受到电枢绕组的容量及静态稳定性的限制。
- (6) 并网同步发电机在调节励磁改变发出无功时，
 - 过励将受到电枢绕组容量以及励磁绕组容量的限制；
 - 欠励将受到电枢绕组容量以及静态稳定性的限制。

举 例

已知：隐极同步发电机并网运行， $U^*=1$ ， $x_s^*=1$ ，不计电枢绕组电阻， $\cos\varphi_N=0.8$ （滞后），不考虑电机磁路饱和。

- 试求：
- (1) 额定运行时的 P_M^* 、 θ_N 、 k_m 及 Q^* 分别等于多少？
 - (2) 在额定运行情况下，励磁不变，仅有功减半后的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 Q^* 分别等于多少？
 - (3) 在额定运行情况下，有功不变，仅励磁电流增加10%后的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 Q^* 分别等于多少？
 - (4) 在额定运行情况下，有功减半且保持无功不变时的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 E_0^* 分别等于多少？
 - (5) 比较上述四种工况下发电机的静态稳定性。

举 例

解：(1) 额定运行时的 P_M^* 、 θ_N 、 k_m 及 Q^* 分别等于多少？

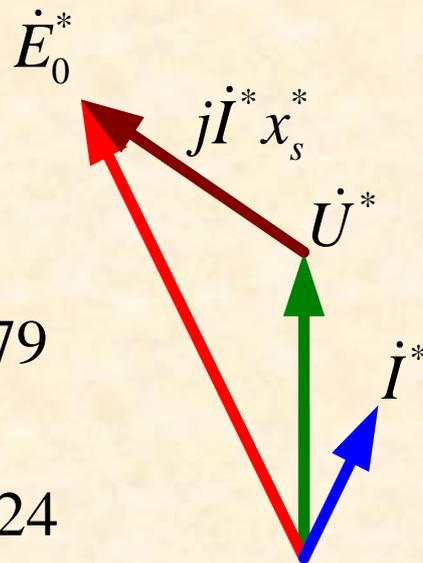
$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I_N^* x_s^* + U_N^* \sin \varphi_N}{U_N^* \cos \varphi_N} = 63.43^\circ$$

$$E_0^* = \sqrt{(I_N^* x_s^* + U_N^* \sin \varphi_N)^2 + (U_N^* \cos \varphi_N)^2} = 1.79$$

$$\theta_N = \psi - \varphi_N = 26.56^\circ \quad k_m = \frac{1}{\sin \theta_N} = 2.24$$

$$P_M^* = \frac{E_0^*}{x_s^*} \sin \theta_N = 0.8 \quad \text{或：} \quad P_M^* = P_2^* = I_a^* = I^* \cos \varphi_N = 0.8$$

$$Q^* = \frac{E_0^*}{x_s^*} \cos \theta_N - \frac{1}{x_s^*} = 0.6 \quad \text{或：} \quad Q^* = I_r^* = I^* \sin \varphi_N = 0.6$$



举 例

解：(2) 在额定运行情况下，励磁不变，仅有功减半后的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 Q^* 分别等于多少？

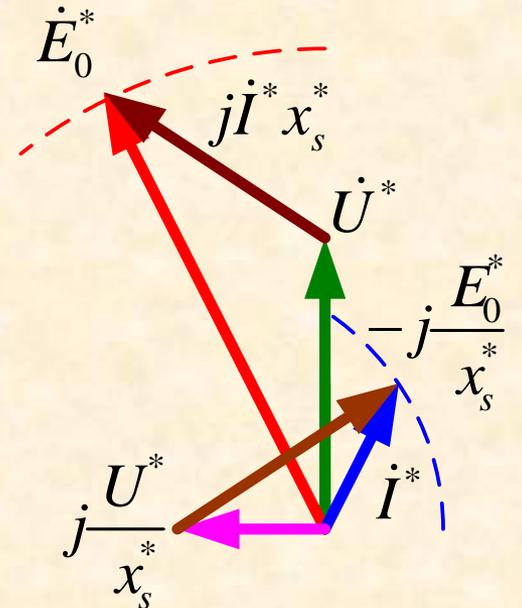
$$E_0^* = 1.79 \quad P_M^* = \frac{0.8}{2} = 0.4 = I_a^* = I^* \cos\varphi$$

$$\theta = \sin^{-1} \frac{P_M^* x_s^*}{E_0^*} = 12.91^\circ$$

$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{E_0^* - U^* \cos\theta}{U^* \sin\theta} = 74.67^\circ$$

$$\varphi = \psi - \theta = 61.76^\circ \quad \cos\varphi = 0.47$$

$$I^* = \frac{I_a^*}{\cos\varphi} = 0.85 \quad Q^* = I^* \sin\varphi = 0.75$$



$$I^* = j \frac{U^*}{x_s^*} + \left(-j \frac{E_0^*}{x_s^*} \right)$$

结论：仅调节有功，有功改变的同时无功也相应变化。

举 例

解：(3) 在额定运行情况下，有功不变，仅励磁电流增加10%后的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 Q^* 分别等于多少？

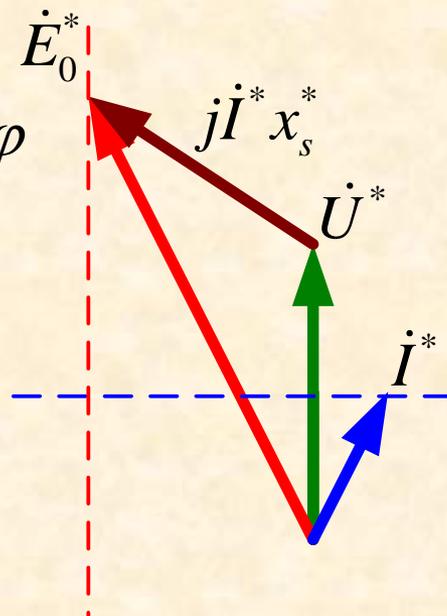
$$E_0^* = 1.79 \times 1.1 = 1.97 \quad P_M^* = 0.8 = I_a^* = I^* \cos \varphi$$

$$\theta = \sin^{-1} \frac{P_M^* x_s^*}{E_0^*} = 23.96^\circ$$

$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{E_0^* - U^* \cos \theta}{U^* \sin \theta} = 68.97^\circ$$

$$\varphi = \psi - \theta = 45.01^\circ \quad \cos \varphi = 0.71$$

$$I^* = \frac{I_a^*}{\cos \varphi} = 1.13 \quad Q^* = I^* \sin \varphi = 0.8$$



$$E_0^* \sin \theta = \text{常数}$$

$$I^* \cos \varphi = \text{常数}$$

结论：仅调节励磁，无功改变的同时有功不变。

举 例

解：(4) 在额定运行情况下，有功减半且保持无功不变时的 θ 、 $\cos\varphi$ 、 I^* 及 E_0^* 分别等于多少？

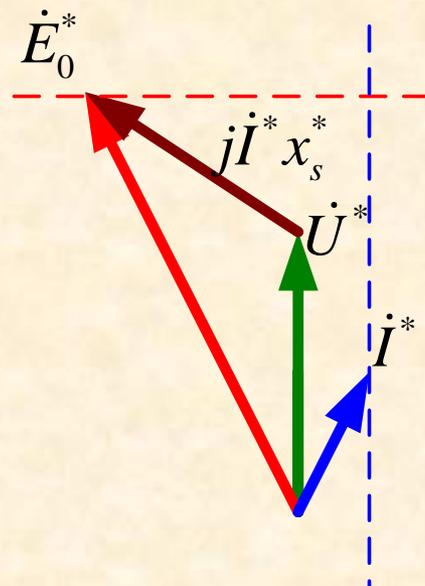
$$P_M^* = 0.4 = I_a^* = I^* \cos\varphi$$

$$Q^* = 0.6 = I_r^* = I^* \sin\varphi$$

$$I^* = \sqrt{I_a^{*2} + I_r^{*2}} = 0.72 \quad \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I_r^*}{I_a^*} = 56.31^\circ$$

$$\psi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I^* x_s^* + U^* \sin\varphi}{U^* \cos\varphi} = 70.33^\circ$$

$$\theta = \psi - \varphi = 14.02^\circ \quad E_0^* = \frac{P_M^* x_s^*}{\sin\theta} = 1.65 < 1.79$$



$$E_0^* \cos\theta = \text{常数}$$

$$I^* \sin\varphi = \text{常数}$$

结论：调节有功但保持无功不变，需相应调节励磁。

举 例

解：(5) 比较上述四种工况下发电机的静态稳定性。

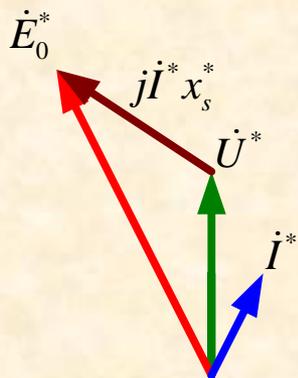


图1

$$\theta_1 = 26.56^\circ$$

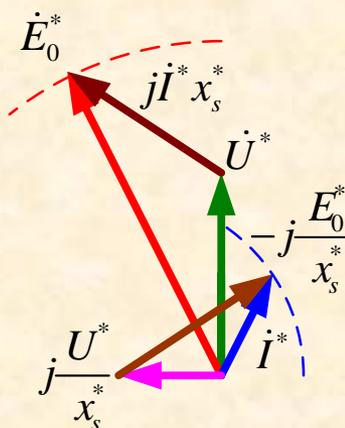


图2

$$\theta_2 = 12.91^\circ$$

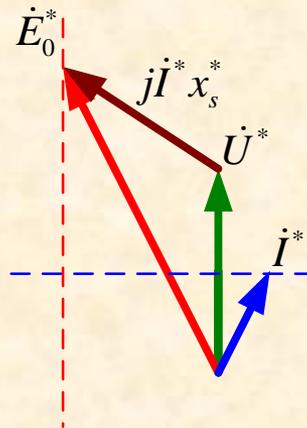


图3

$$\theta_3 = 23.96^\circ$$

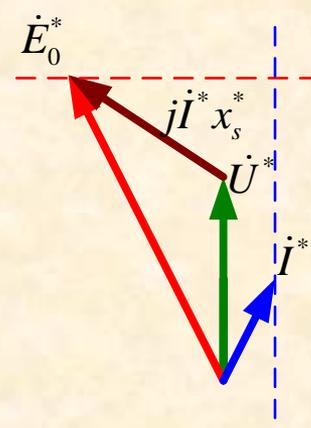


图4

$$\theta_4 = 14.02^\circ$$

结论：功率角越小，并网运行静态稳定性越高。

本章要点

- (1) 同步发电机的理想并网条件及准整步方法。
- (2) 同步发电机的功率、转矩平衡方程式。
- (3) 同步发电机的功角特性及功率角的物理意义。
- (4) 并网同步发电机的有功调节过程。
- (5) 静态稳定的概念、判据及其能力的评价指标。
- (6) 并网同步发电机的无功调节及 V 形曲线。
- (7) 并网同步发电机有功、无功调节间的相互影响及其制约因素。
- (8) 利用相量图进行并网同步发电机有功无功调节的定量计算。

本章习题

习题20 计算题 第1、2题

习题21 计算题 第1、2题

第12章 同步电动机与同步调相机

12.1 同步电动机

12.2 同步调相机

12.1 同步电动机

12.1.1 同步电机的可逆运行

12.1.2 同步电动机的基本方程式

12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

12.1.4 同步电动机的起动问题及其应用

12.1.5 同步电动机实现功率因数补偿实例

12.1.1 同步电机的可逆运行

(1) 发电机运行状态

■ 以隐极同步电机并网过励运行为例

■ 且此时: $T_1 > T_0$

■ 功率因数角: $\varphi < 90^\circ$

$$P_2 = mUI \cos \varphi > 0$$

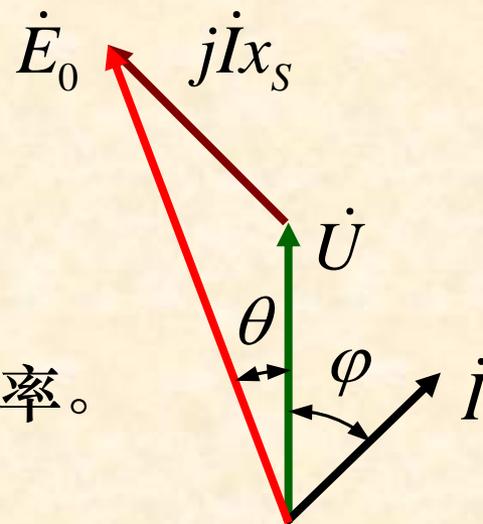
输出电功率。

■ 功率角: $\theta > 0^\circ$

$$T_M = \frac{mE_0U}{x_S\Omega_1} \sin \theta > 0$$

电磁转矩为**制动性质**。

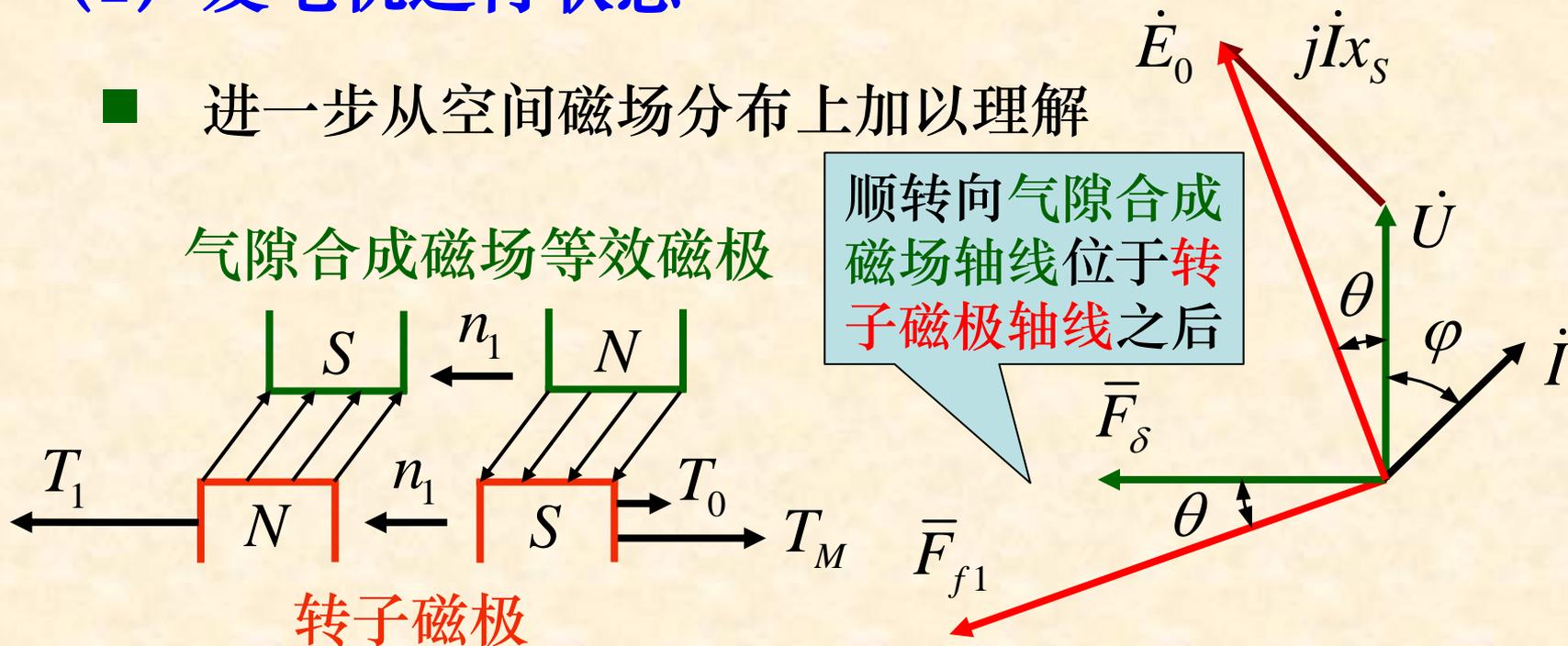
■ 当: $T_1 = T_M + T_0$ 转速恒定, 机械能转变为电能。



12.1.1 同步电机的可逆运行

(1) 发电机运行状态

- 进一步从空间磁场分布上加以理解



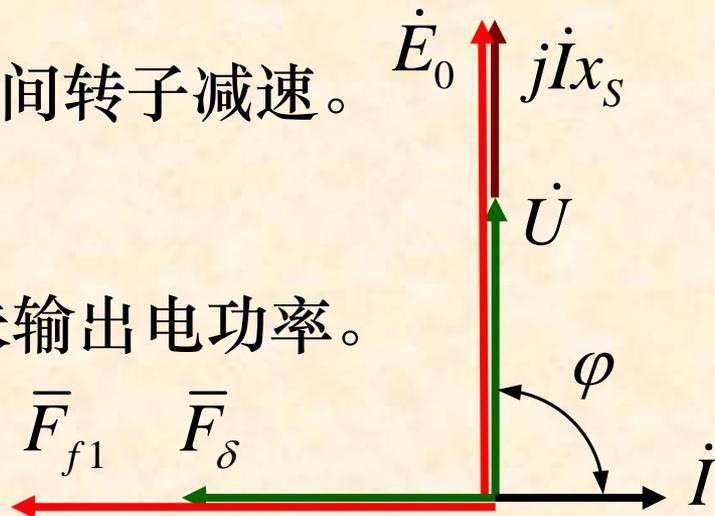
- 此时磁力线顺转向扭斜，电磁转矩的方向与转向相反。
- 当： $T_1 = T_M + T_0$ 转速恒定，机械能转变为电能。

12.1.1 同步电机的可逆运行

(2) 仅减小原动机的输入转矩

- 减小到: $T_1 = T_0$ T_1 减小瞬间转子减速。
- 功率因数角: $\varphi = 90^\circ$

$P_2 = mUI \cos \varphi = 0$ } 未输出电功率。
- 功率角: $\theta = 0^\circ$ $\Rightarrow T_M = \frac{mE_0U}{x_s\Omega_1} \sin \theta = 0$
- 因: $T_1 = T_0$ 转速恒定, 未进行有功功率的转换。

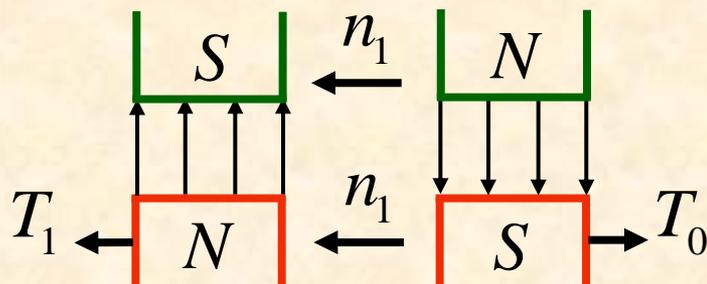


12.1.1 同步电机的可逆运行

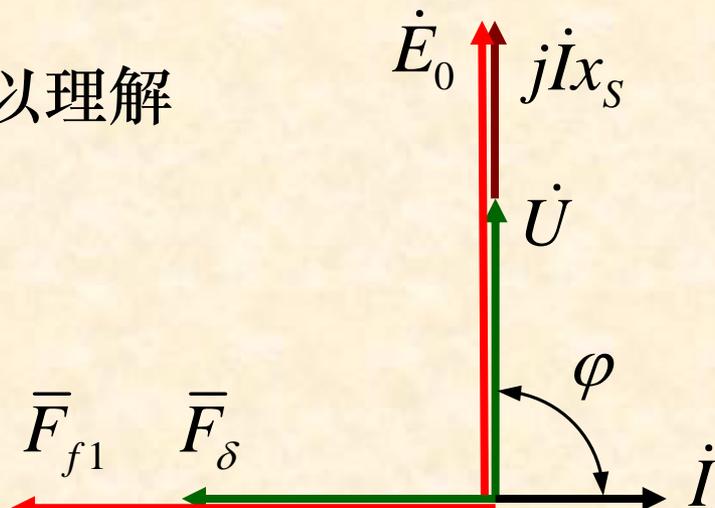
(2) 仅减小原动机的输入转矩

- 进一步从空间磁场分布上加以理解

气隙合成磁场等效磁极



转子磁极



气隙合成磁场轴线与转子磁极轴线重合。

- 此时磁力线未扭斜，电磁转矩等于零。
- 因： $T_1 = T_0$ 转速恒定，未进行有功功率的转换。

12.1.1 同步电机的可逆运行

(3) 使原动机输入转矩为零，且加负载制动转矩

■ 此时： $T_1 = 0$ 施加 T_2 瞬间转子减速。

■ 功率因数角： $\varphi > 90^\circ$

$$P_2 = mUI \cos \varphi < 0$$

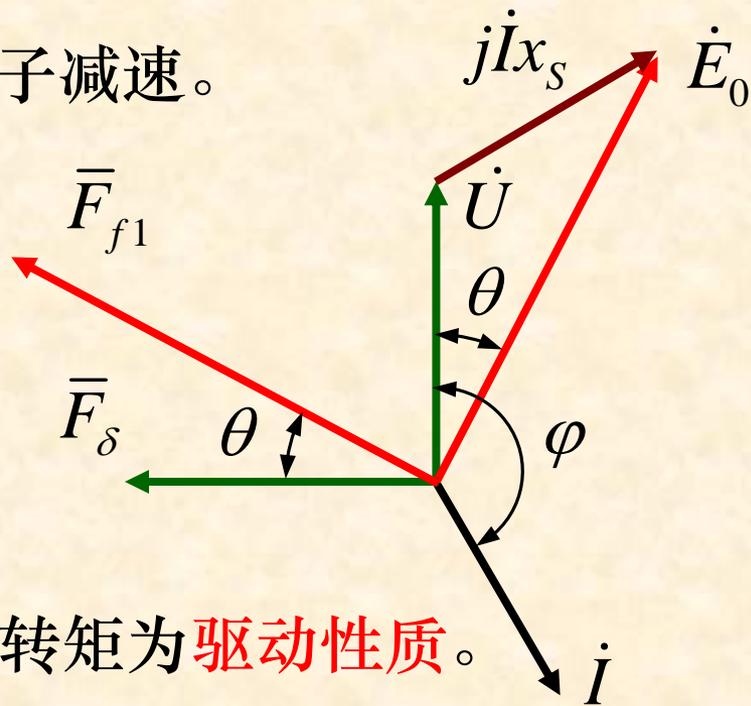
输出的有功电功率为**负**。

■ 功率角： $\theta < 0^\circ$

$$T_M = \frac{mE_0U}{x_s\Omega_1} \sin \theta < 0$$

电磁转矩为**驱动性质**。

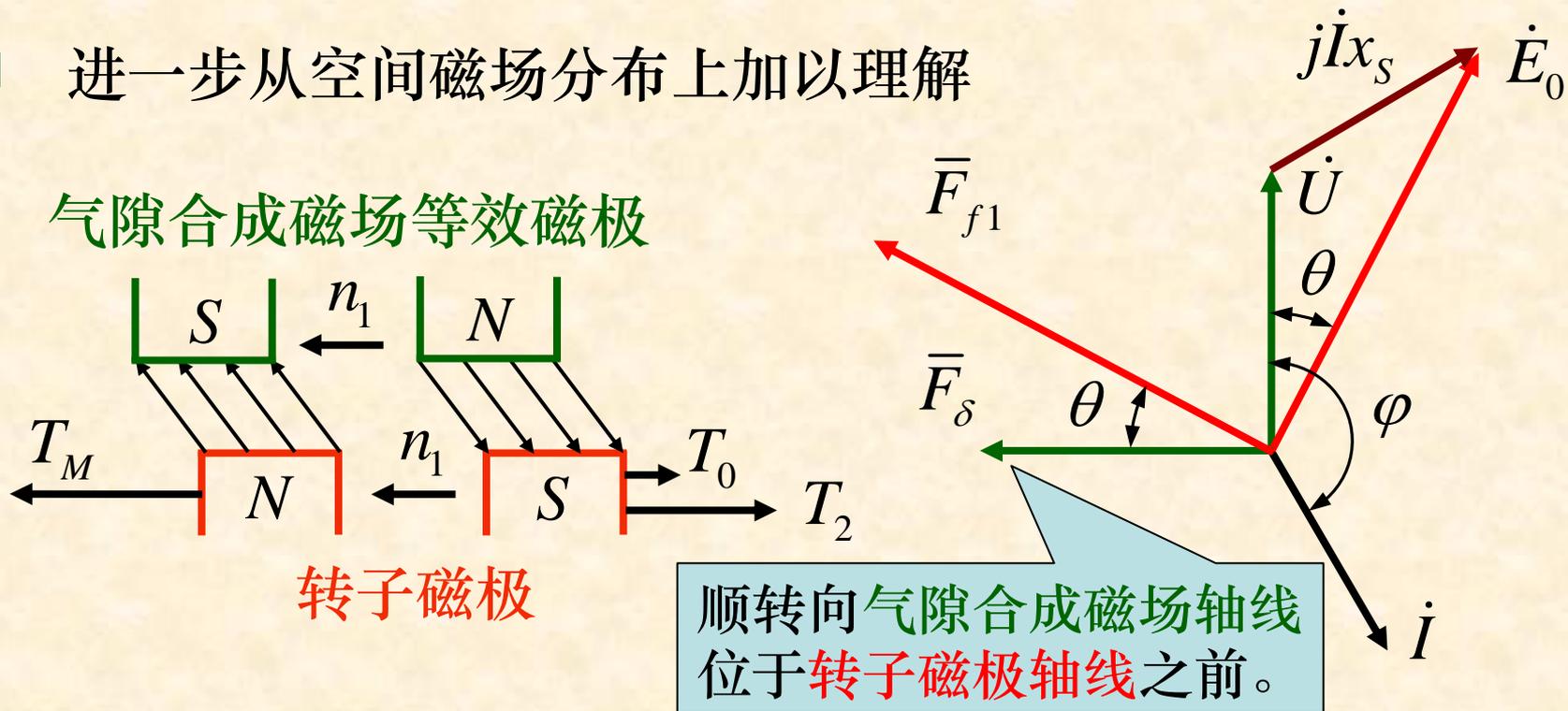
■ 当： $T_M = T_2 + T_0$ 转速恒定，电能转变为机械能。



12.1.1 同步电机的可逆运行

(3) 使原动机输入转矩为零，且加负载制动转矩

- 进一步从空间磁场分布上加以理解

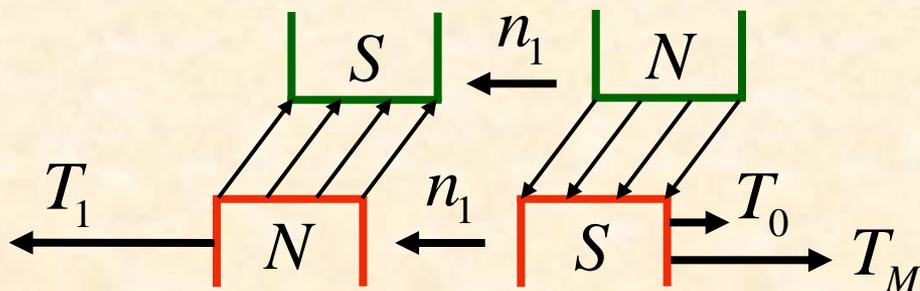


- 此时磁力线逆转向扭斜，电磁转矩的方向与转向相同。
- 当： $T_M = T_2 + T_0$ 转速恒定，电能转变为机械能。

12.1.1 同步电机的可逆运行

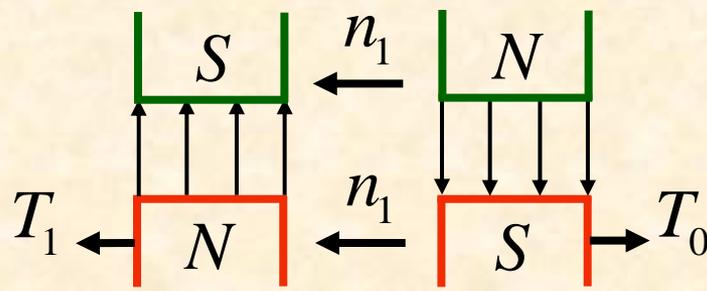
(4) 电磁转矩方向与气隙磁场扭斜方向间的关系

气隙合成磁场等效磁极



转子磁极

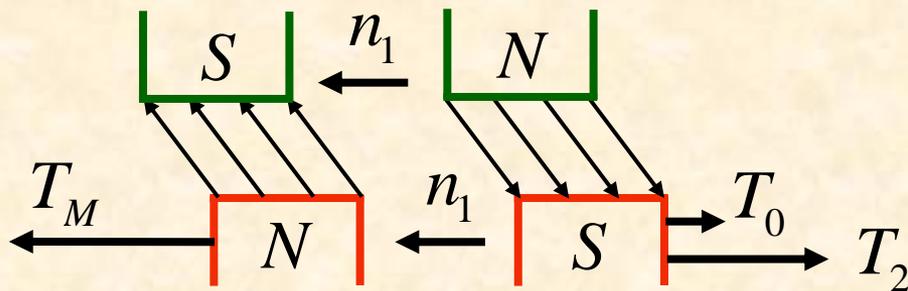
气隙合成磁场等效磁极



转子磁极

- 可见：借助于磁场产生的电磁力乃至电磁转矩的方向，总是试图消除磁力线的扭斜，使磁极轴线重合。

气隙合成磁场等效磁极



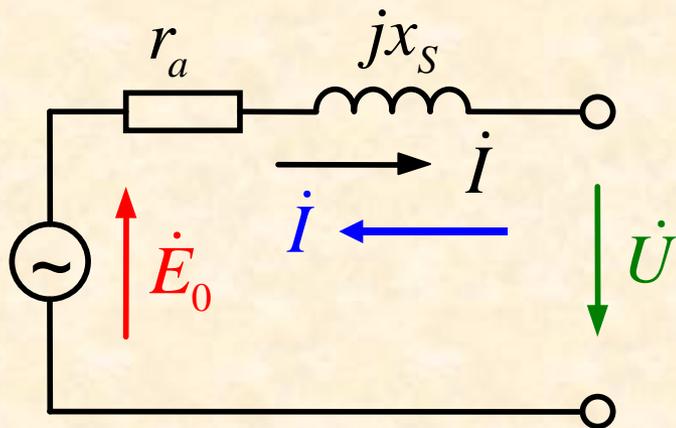
转子磁极

12.1.2 同步电动机的基本方程式

(1) 电压平衡方程式 (以隐极为例)

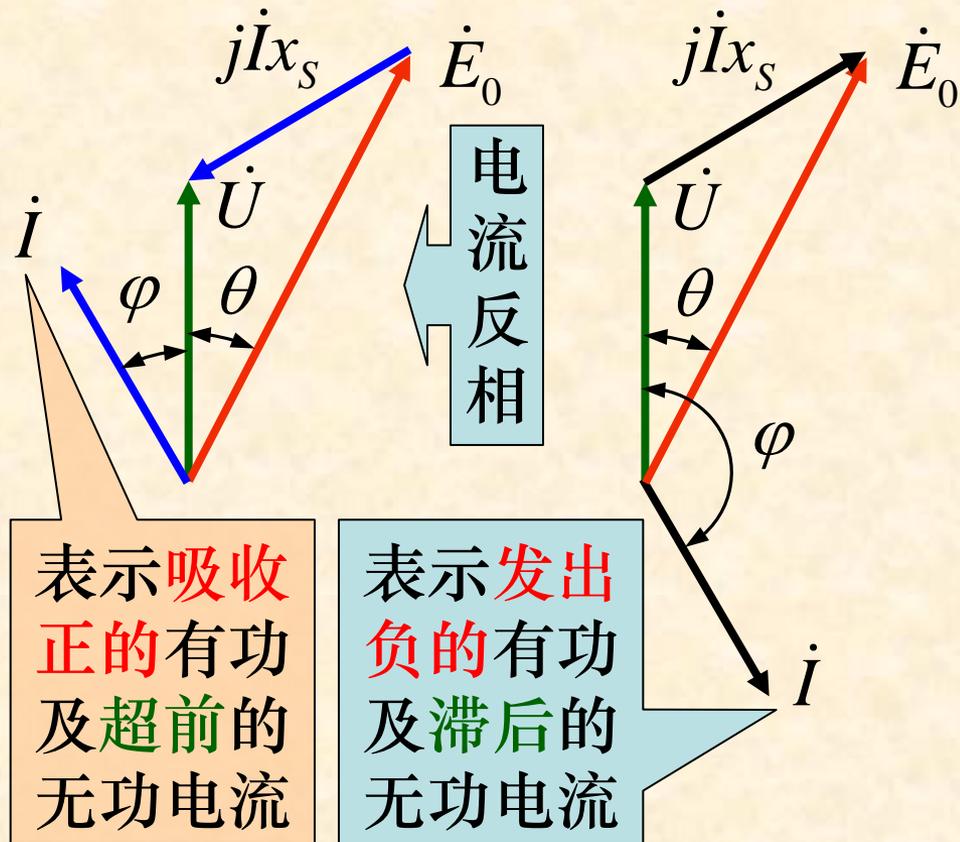
- 发电机惯例 (电流从高压位流出) :

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_s$$



- 电动机惯例 (电流从高压位流入) :

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - \dot{I}r_a - j\dot{I}x_s$$



$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_s$$

12.1.2 同步电动机的基本方程式

(2) 功率平衡方程式

■ 设： P_1 —— 电网输入的电功率

P_{Cua} —— 定子绕组铜损耗 P_{fe} —— 铁心损耗

P_m —— 机械损耗 P_{ad} —— 附加损耗

P_M —— 气隙磁场的媒介作用产生的电磁功率

P_2 —— 输出的机械功率

■ 则： $P_1 - P_{Cua} = P_M$

$$P_M - (P_{fe} + P_m + P_{ad}) = P_2$$

作用于转子的功率平衡方程式

12.1.2 同步电动机的基本方程式

(3) 转矩平衡方程式

由：
$$P_M = P_2 + (p_m + p_{fe} + p_{ad})$$

方程两边同除以： $\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} = \frac{2\pi f_1}{p}$ 称为同步角速度。

得：
$$\frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{P_2}{\Omega_1} + \frac{(p_m + p_{fe} + p_{ad})}{\Omega_1}$$

为驱动性质电磁转矩 (T_M)

为制动性质的负载转矩 (T_2)

为空载制动转矩 (T_0)

即：
$$T_M = T_2 + T_0$$

■ 两点说明：

① 只有当驱动转矩等于制动转矩，旋转电机的转速才能稳定。

② 因同步角速度为常数，故稳态运行时电磁转矩正比于电磁功率。12

12.1.2 同步电动机的基本方程式

(4) 功角特性及同步转矩系数

- 若重新定义：同步电动机外加电源电压**超前于**励磁电动势的夹角**为正**。
- 则：功角特性、电磁转矩角度特性、同步转矩系数以及过载能力在形式上与同步发电机完全相同。
- 以凸极同步电动机为例（**注意隐极仅为凸极的特例**）：

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_d} \sin \theta + \frac{1}{2} mU^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta$$

$$\frac{dT_M}{d\theta} = \frac{mE_0U}{x_d \Omega_1} \cos \theta + \frac{mU^2}{\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta$$

12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(1) 分析假设

- ① 电网为恒压、恒频、无内阻的无穷大系统。
- ② 以隐极同步电动机为例，其功角特性为：

$$P_M = \frac{mE_0U}{x_S} \sin \theta$$

- ③ 忽略定子绕组电阻，则：

$$P_1 = P_M + p_{Cua} \approx P_M$$

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I} \cdot r_a + j\dot{I} \cdot x_S \approx \dot{E}_0 + j\dot{I} \cdot x_S$$

- ④ 调节过程分析中认为空载制动转矩不变。

12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(2) 约束条件 保持输出机械转矩不变，仅调节励磁。

$$T_M = T_2 + T_0 \implies T_M = \text{常数} \implies P_M = P_1 = \text{常数}$$

由: $P_M = \frac{mE_0U}{x_s} \sin \theta = \text{常数}$

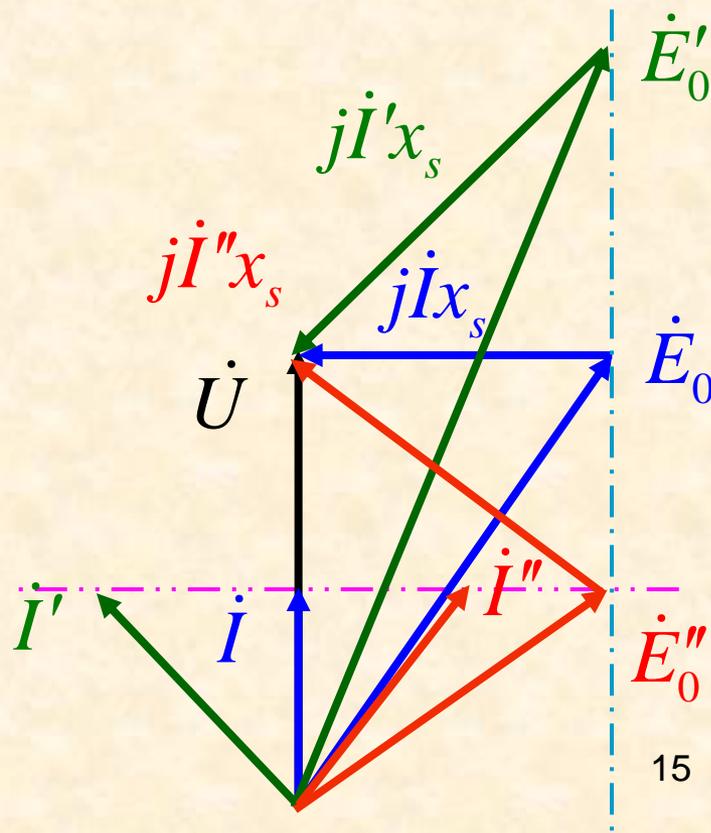
得: $E_0 \sin \theta = \text{常数}$

由: $P_1 = mUI \cos \varphi = \text{常数}$

得: $I \cos \varphi = \text{常数}$

(3) 由约束条件作相量图

$$\dot{U} \approx \dot{E}_0 + j\dot{I}x_s$$



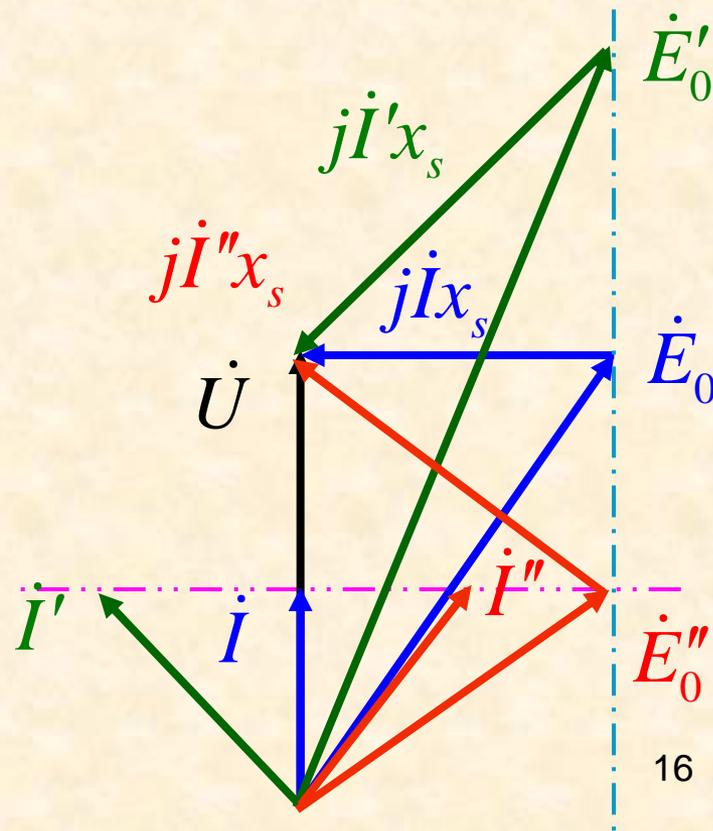
12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(4) 由相量图可见

- 当输入为纯有功时，电枢电流最小，此时的励磁电流称为**正常**励磁电流。
- 仅调节励磁电流，输入的有功不变。
- **过励**输入有功及超前的容性无功，电枢电流有所增加。
(有功不变容性无功增加)
- **欠励**输入有功及滞后的感性无功，电枢电流有所增加。
(有功不变感性无功增加)

措辞上需注意的是：

发电机习惯说输出或发出，电动机习惯说输入或吸收。



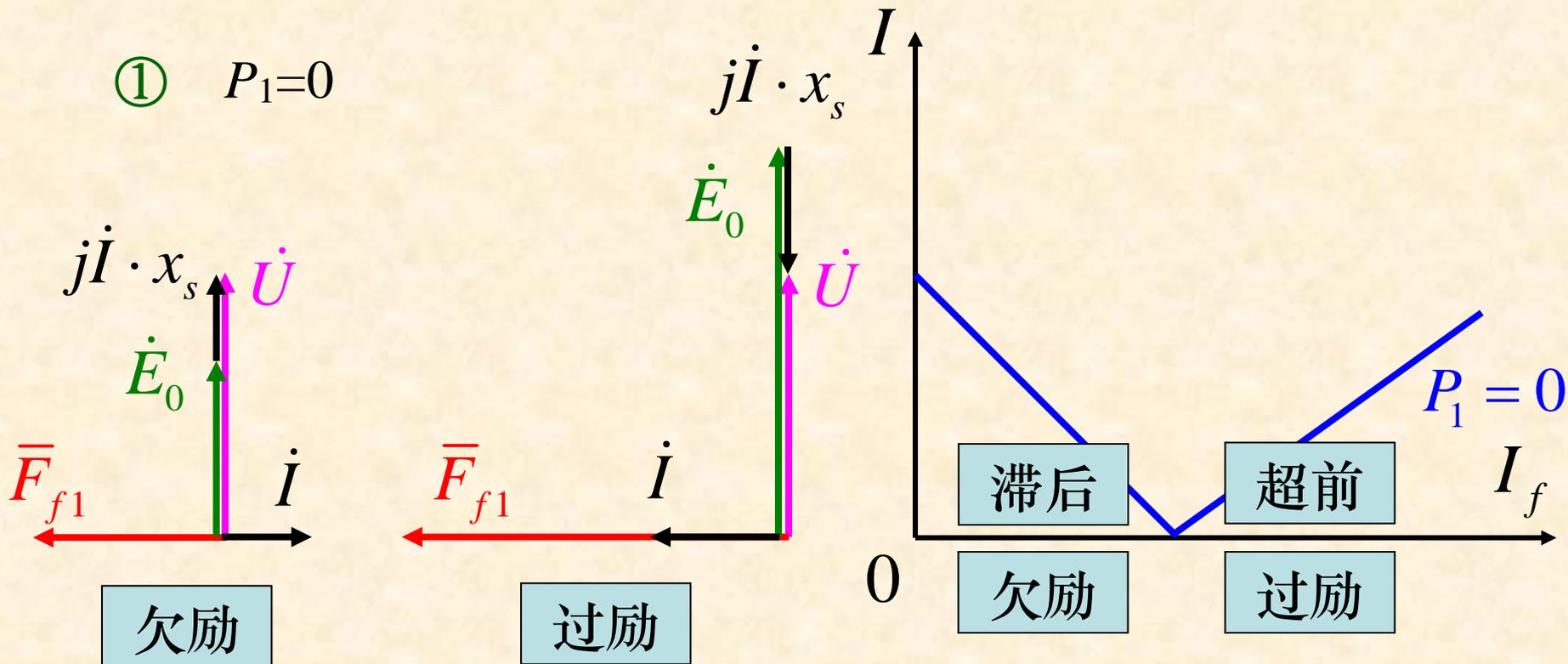
12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(5) V形曲线的定义

$$I = f(I_f) \Big|_{P_1 = \text{常数}}$$

(6) 曲线形状分析

① $P_1 = 0$



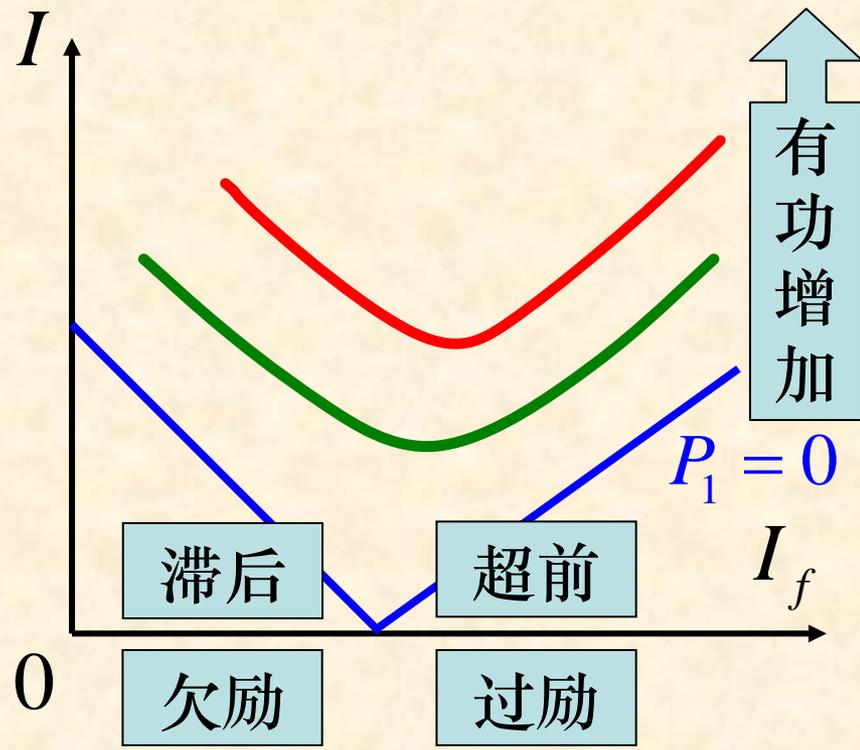
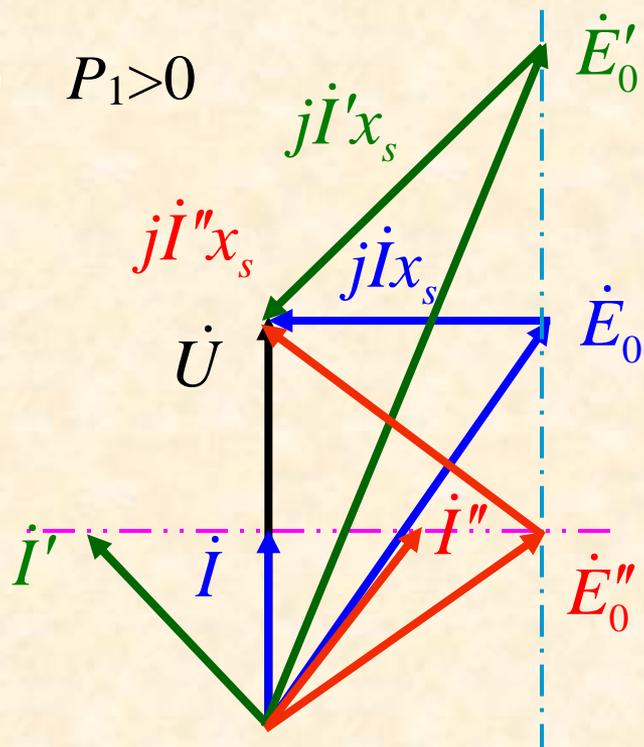
12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(5) V形曲线的定义

$$I = f(I_f) \Big|_{P_1 = \text{常数}}$$

(6) 曲线形状分析

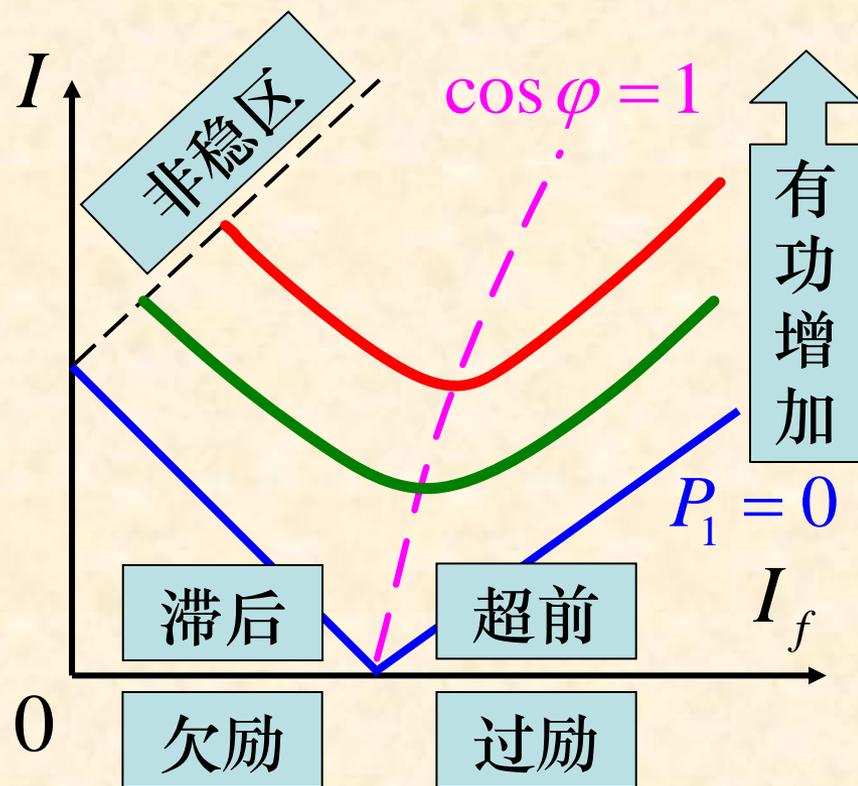
② $P_1 > 0$



12.1.3 同步电动机的无功调节及V形曲线

(7) V形曲线的进一步说明

- ① 当输入有功增加，曲线升高，但各条曲线的谷点右移（励磁电流增加）。
- ② 各条曲线谷点的连线为功率因数等于1线。
- ③ 功率因数等于1线的右侧为过励超前区。
- ④ 功率因数等于1线的左侧为欠励滞后区。
- ⑤ 最左端存在一非稳区。
- ⑥ 随着输入有功的增加非稳区域相应增大。



12.1.4 同步电动机的起动问题及其应用

(1) 同步电动机的起动问题

- 同步电动机不能自行起动。
- 原因：转子机械惯性无法适从定子电枢磁场的高速旋转。
- 同步电动机的起动方法：
 - 辅助电动机法（相当于自整步并网）。
 - 异步起动法（利用阻尼绕组产生的异步转矩）。
 - 变频起动（依赖于大功率的变频电源）。

(2) 同步电动机的应用

- 适于转速不变的大功率负载，但变频器的应用有所改变。
- 带机械负载的同时通过励磁调节可补偿电网的功率因数。
- 根据凸极同步电机存在附加电磁转矩，小功率同步电动机可以不需励磁，此种电机称为**反应式同步电动机**。

12.1.5 同步电动机实现功率因数补偿实例

某工厂原有动力设备所耗电的总功率为 2000kW，并且 $\cos \varphi = 0.8$ (滞后)，现添置一台同步电动机，其额定数据为： $P_N = 380\text{kW}$ ， $\eta_N = 0.95$ ， $\cos \varphi_N = 0.8$ (超前)，问当同步电动机额定运行时，该厂总的功率因数为多少？

电动机转子输出的机械功率

解：总有功功率：
$$P = 2000 + \frac{380}{0.95} = 2400(\text{kW})$$

总无功功率：
$$Q = (2000 - \frac{380}{0.95}) \times \frac{0.6}{0.8} = 1200(\text{kVAR})$$

总视在功率：
$$S = \sqrt{2400^2 + 1200^2} = 2683.28(\text{kVA})$$

功率因数为：
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{2400}{2683.28} = 0.89 \quad (\text{滞后})$$

12.2 同步调相机

12.2.1 何谓同步调相机及其作用

12.2.2 同步调相机的无功补偿原理

12.2.3 一般性的结论

12.2.1 何谓同步调相机及其作用

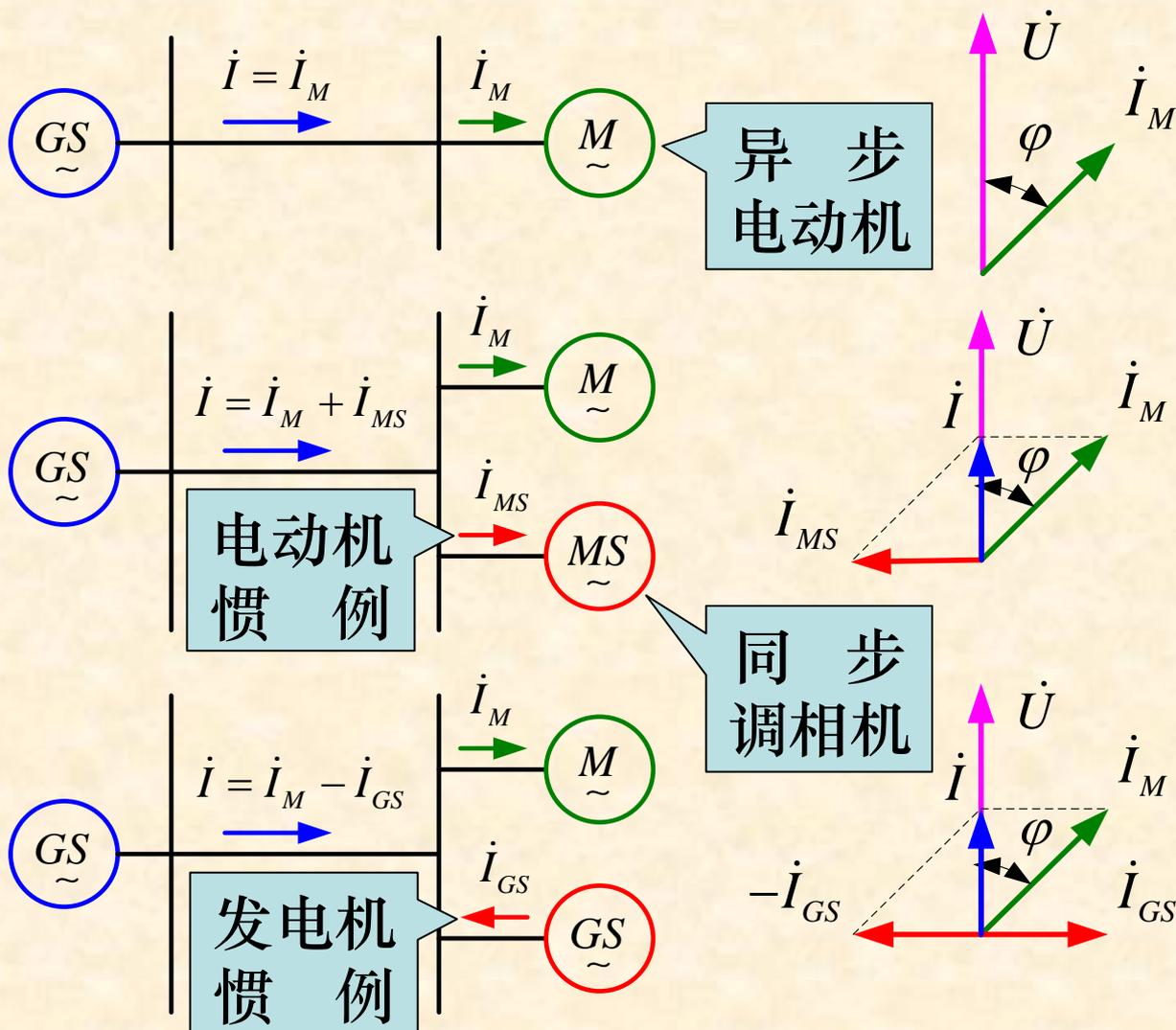
(1) 何谓同步调相机

- 本质上为励磁可调但空载运行的同步电动机。
- 同步电动机空载运行指的是其转轴上不带机械负载，即没有机械功率输出。

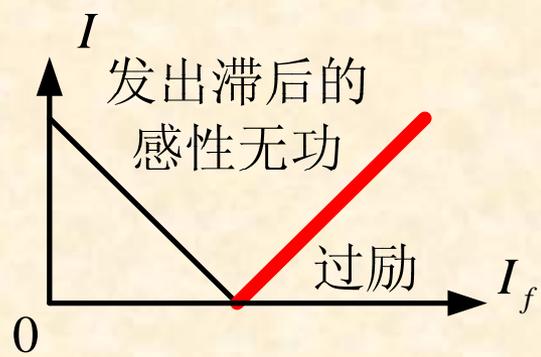
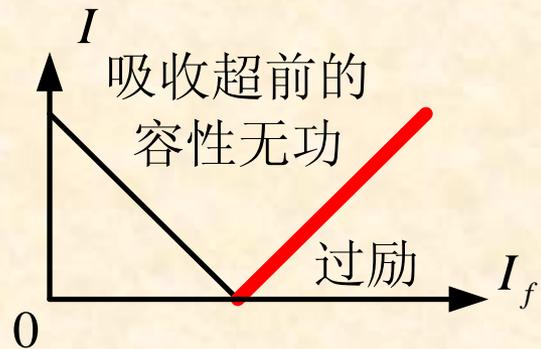
(2) 同步调相机的作用

- 通过调节励磁电流的大小改变同步调相机发出（或吸收）无功功率的大小及性质。
- 其作用不是进行电能与机械能间的转换，而是在于补偿电力系统所需的无功功率，进而改善电网的功率因数并减小负荷端的电压跌落。

12.2.2 同步调相机的无功补偿原理



同时理解正方向的规定并不影响物理本质



12.2.3 一般性的结论

- 同步电机过励运行，向电网发出滞后的感性无功，等于从电网吸收超前的容性无功。
- 同步电机欠励运行，向电网发出超前的容性无功，等于从电网吸收滞后的感性无功。
- 因电网以感性负荷居多，故同步调相机多为过励运行。
- 为实现无功功率的就地补偿，同步调相机应装于电网的用户端。
- 随着现代电力电子技术的发展，同步调相机将被静止无功补偿装置（SVC）或静止同步补偿器（STATCOM）所取代，用以实现电力系统的动态无功补偿。

12.2.3 一般性的结论

■ 国内典型工程:

- 1999年3月，河南洛阳市朝阳220kV变电站，20MVAR静止无功补偿装置 (STATCOM) 投运。
- 2006年2月，上海市黄渡分区500kV变电站，50MVAR静止无功补偿装置 (STATCOM) 并网试运行。
- 2010年8月，甘肃玉门330 kV变电站，两台35 kV、50 MVAR静止无功补偿装置挂网运行，这是国内首套应用于风电集中送出通道的静止无功补偿装置。
- 2010年9月，四川成都桃乡500 kV变电站，两台66 kV、180MVAR高压静止无功补偿装置 (SVC) 投运。

本章要点

- (1) 同步电机的可逆运行。
- (2) 电压电流关联正方向的不同所导致电压平衡方程式以及相量图在形式上的差异。
- (3) 同步电动机不能自行启动的原因及其启动方法。
- (4) 同步调相机运行状态的本质及其安装位置。
- (5) 同步电动机或同步调相机的无功补偿原理及其相关计算。

本章习题

习题22 计算题 第3、5题

第13章 同步发电机非对称运行

13.0 引言

13.1 相序电动势与相序电抗

13.2 相序电压方程及等效电路

13.3 典型非对称运行实例分析

13.4 非对称运行对发电机的影响

13.0 引言

- 利用对称分量法解决非对称问题的一般思路
 - 首先将一组已知的三相非对称量，分解为三组三相对称量。
 - 然后由三组三相对称量求解每组对称量的对称解。
 - 最后将三组对称解合成得到原来非对称问题的解。
- 对称分量法为一种线性变换，本质上采用了叠加原理。
 - 叠加原理仅适用于线性系统。
 - 利用对称分量法解决电机乃至电力系统的非对称问题之前，需对系统进行合理的线性化处理。
- 采用对称分量法解决非对称问题的关键
 - 从基本概念理解各序等效电路及其参数的意义。
 - 根据不同问题找到特定的电压、电流约束条件，绘制统一的等效电路，进而求解相关问题。

13.1 相序电动势与相序电抗

13.1.1 相序电动势

13.1.2 正序电抗

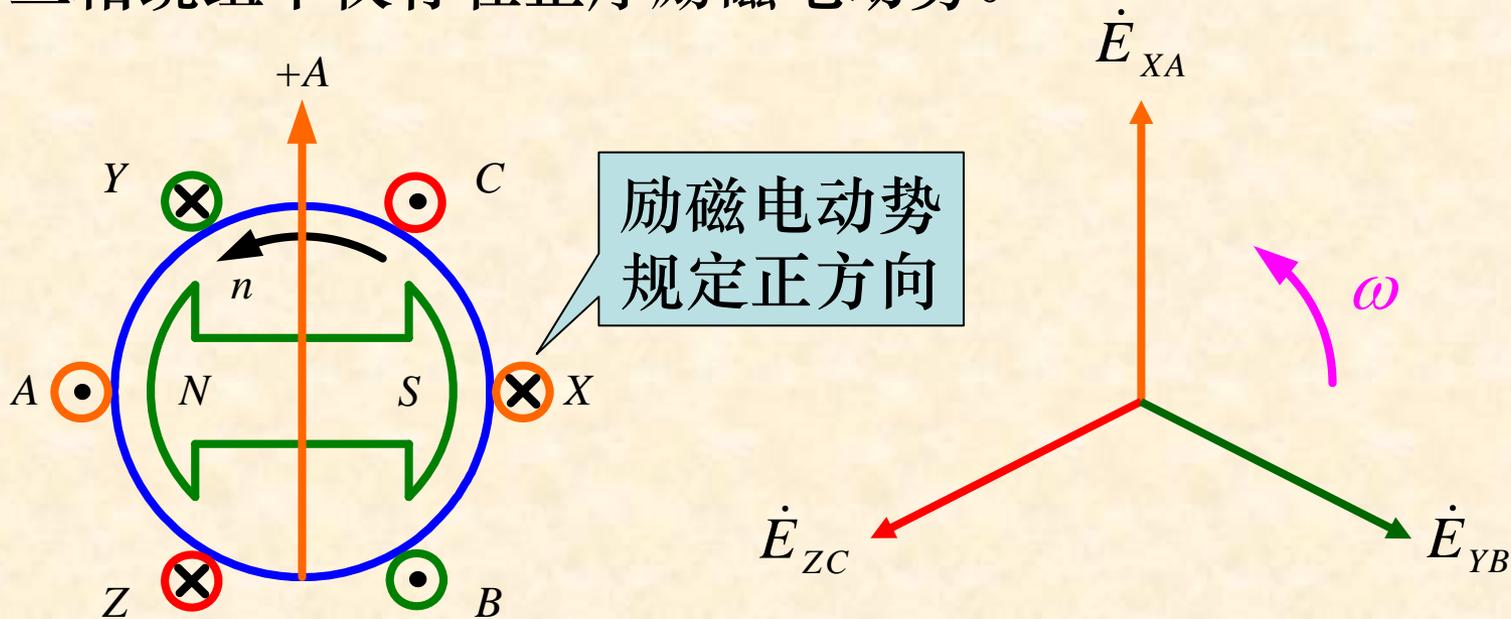
13.1.3 负序电抗

13.1.4 零序电抗

13.1.5 负序及零序电抗的测定

13.1.1 相序（励磁）电动势

- 相序电动势即指：正序电动势、负序电动势和零序电动势。
- 因为定子三相绕组对称，而转子只能单方向旋转，故三相绕组中仅存在正序励磁电动势。



■ 即：
$$\dot{E}_A^+ = \dot{E}_{XA} = \dot{E}_0 \quad \dot{E}_A^- = 0 \quad \dot{E}_A^0 = 0$$

13.1.2 正序电抗

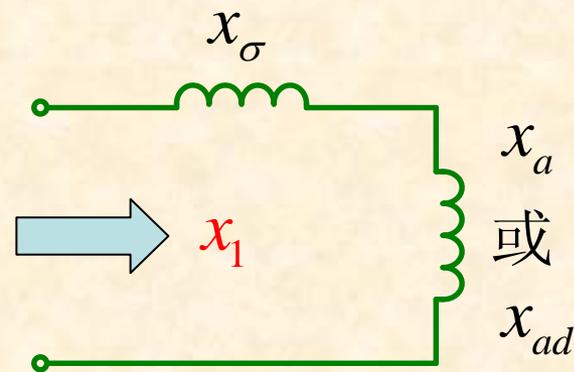
说明：实际为阻抗，当忽略电阻后，仅存电抗。（下同）

(1) **定义** 正序电枢电流所遇到阻抗中的电抗，用 x_1 表示。

(2) **正序电抗的组成**

■ 隐极同步电机 $x_1 = x_s = x_\sigma + x_a$

■ 凸极同步电机 $x_1 = \begin{cases} x_d = x_\sigma + x_{ad} \\ x_q = x_\sigma + x_{aq} \end{cases}$



(3) **强调两点**

■ 正序稳态情况下转子绕组（励磁或阻尼）不感应电动势。

■ 短路时因为 $\psi \approx 90^\circ$ ，所以仅存在直轴电枢反应。

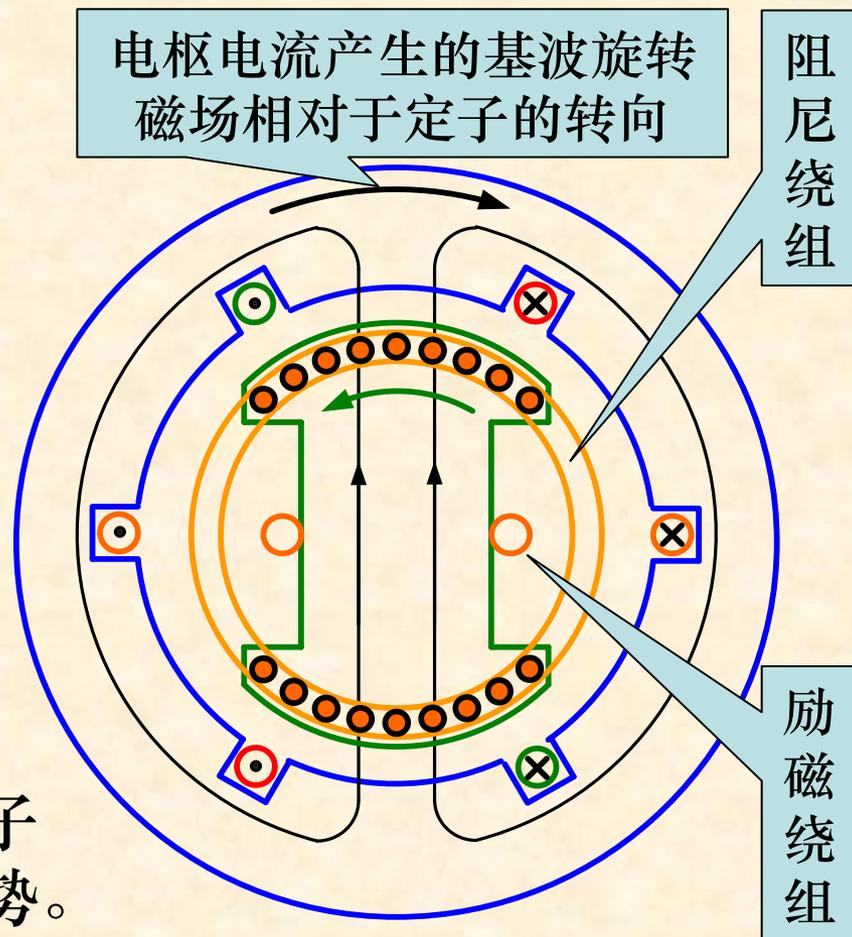
(4) **正序电抗等值图**

13.1.3 负序电抗

(1) **定义** 负序电枢电流所遇到阻抗中的电抗，用 x_2 表示。

(2) 负序系统的建立

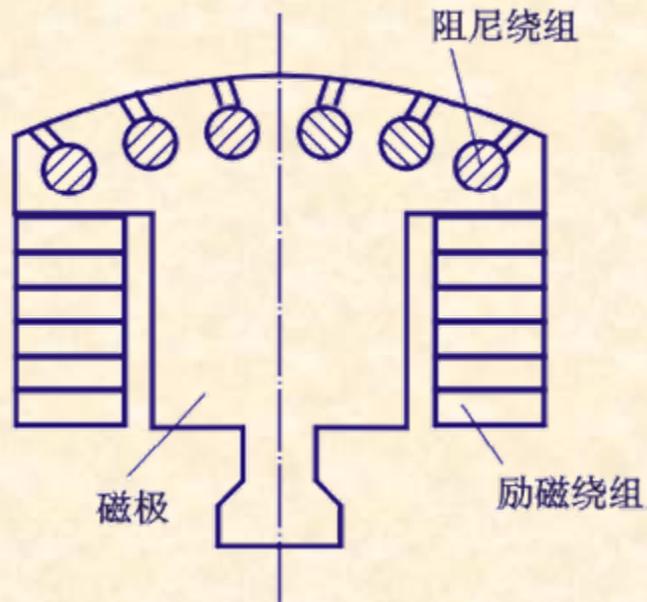
- 首先将转子励磁绕组短接且由原动机拖动**正向**旋转。
- 然后将定子绕组施加三相对称**负序**电压。
- 此时电枢电流产生的基波旋转磁场相对于转子是以两倍同步速**反向**旋转。
- 显而易见：
 - 电枢反应磁场将在转子绕组中感应倍频电动势。
 - 电枢反应磁场的轴线交替与直轴、交轴重合。



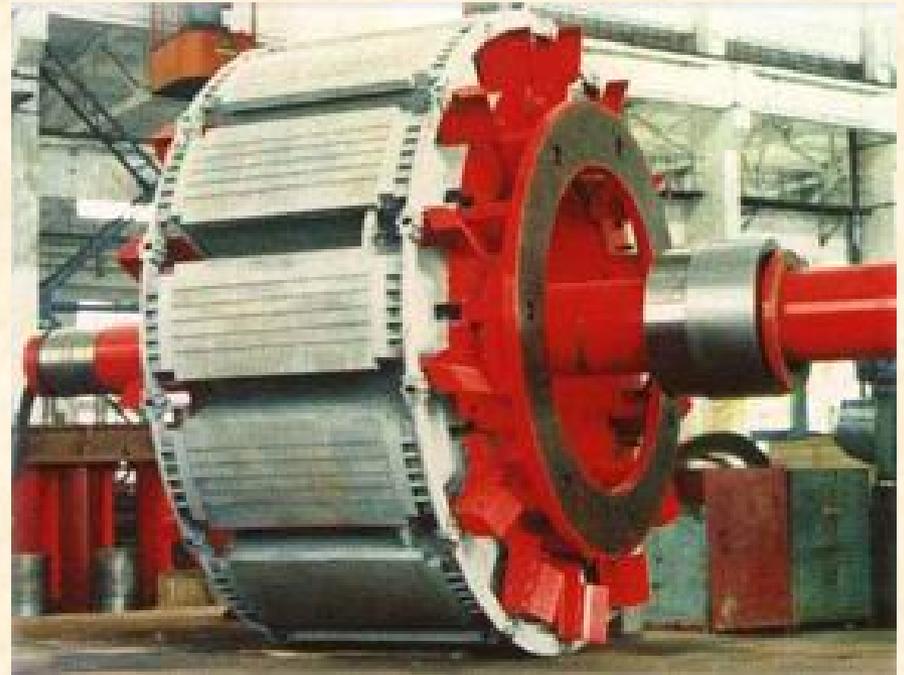
13.1.3 负序电抗

(3) 阻尼绕组的结构

- 大型同步电机阻尼绕组均设于凸极转子磁极表面。



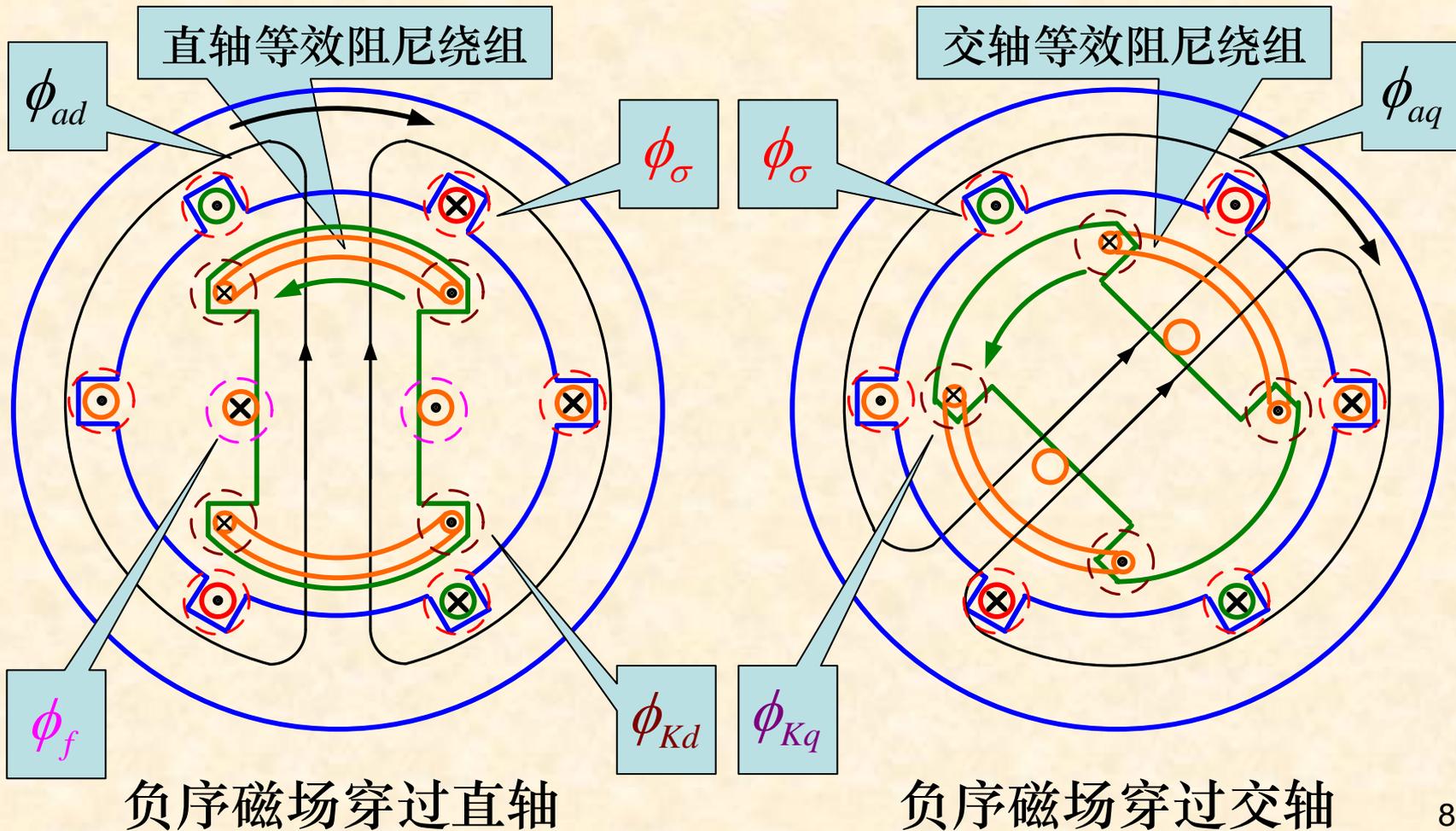
凸极转子示意图



凸极转子装配

13.1.3 负序电抗

(4) 电枢反应磁场轴线分别与直轴、交轴重合的情形



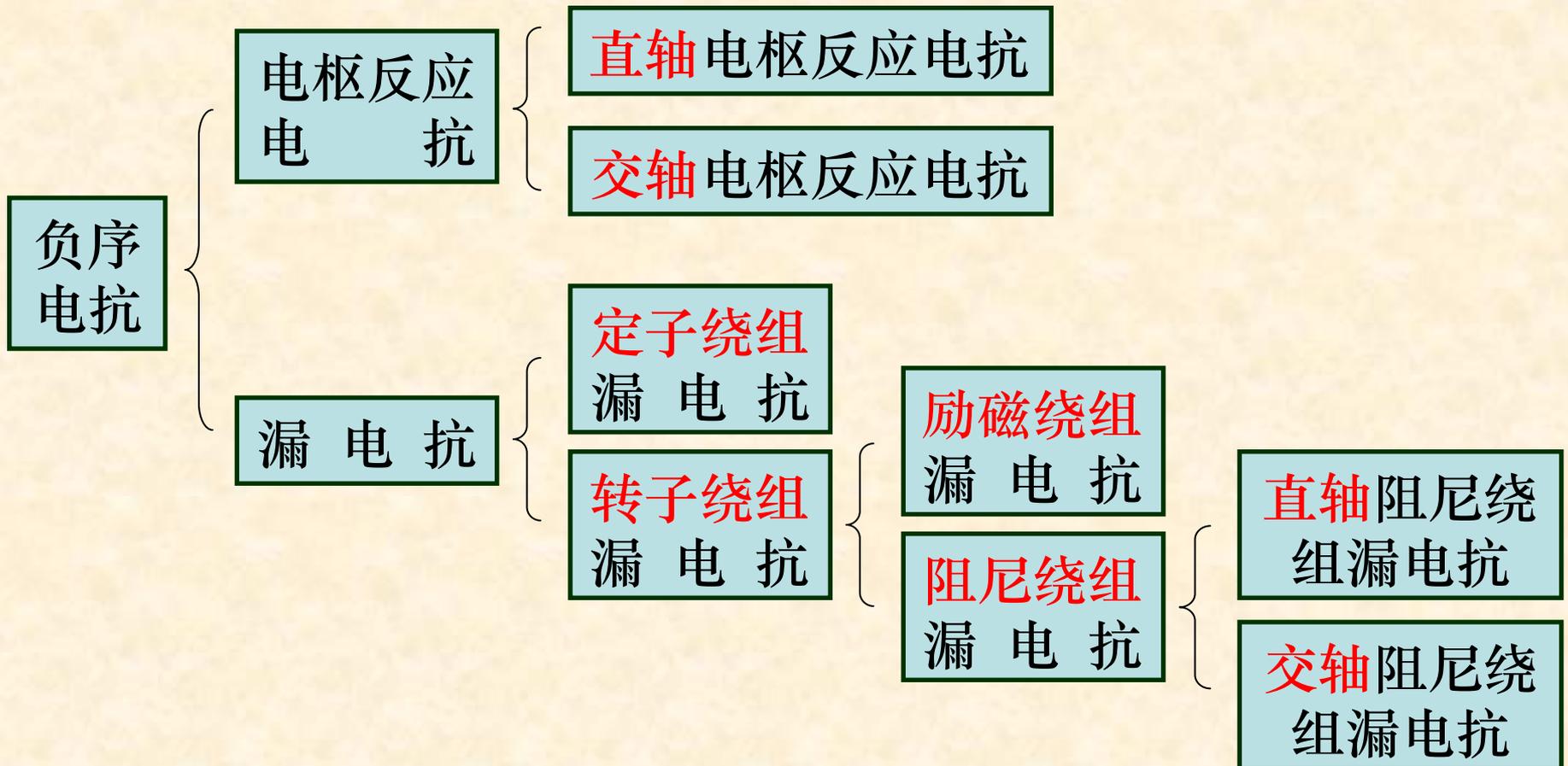
13.1.3 负序电抗

(5) 负序电抗的组成

- 负序电抗应包括：反映主磁场作用的**电枢反应电抗**以及反映漏磁场作用的**漏电抗**。
- 电枢反应电抗又分为：**直轴**电枢反应电抗和**交轴**电枢反应电抗。
- 漏电抗又分为：**定子**绕组漏电抗和**转子**绕组漏电抗。
- 转子绕组漏电抗又分为：**励磁**绕组漏电抗和**阻尼**绕组漏电抗。
- 阻尼绕组漏电抗又分为：**直轴**阻尼绕组漏电抗和**交轴**阻尼绕组漏电抗。

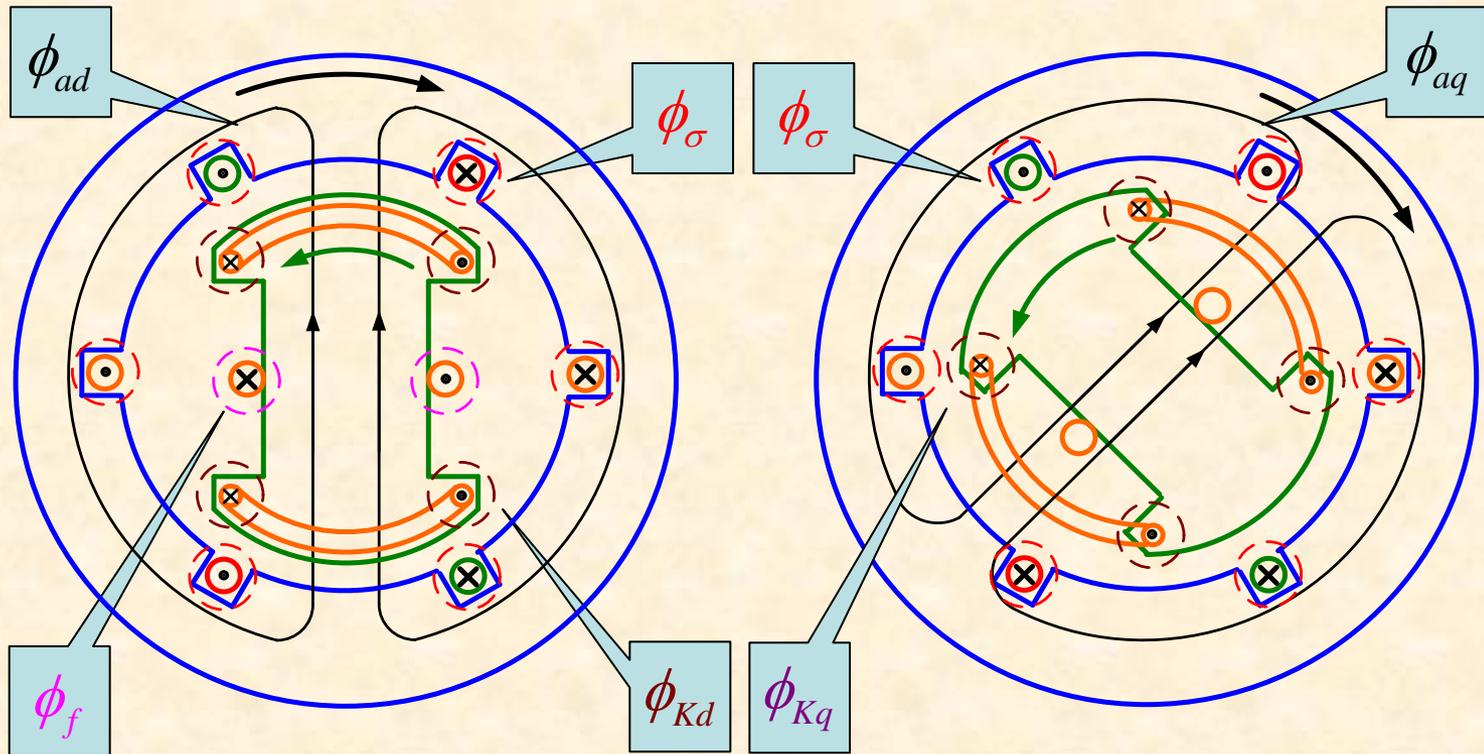
13.1.3 负序电抗

(5) 负序电抗的组成



13.1.3 负序电抗

(6) 磁场（以磁通表示）与电抗间的对应关系



磁通	ϕ_{ad}	ϕ_{aq}	ϕ_{σ}	ϕ_f	ϕ_{Kd}	ϕ_{Kq}
电抗	x_{ad}	x_{aq}	x_{σ}	x_f	x_{Kd}	x_{Kq}

13.1.3 负序电抗

(7) 负序电抗的等值图及其表达式

■ 负序问题的参照

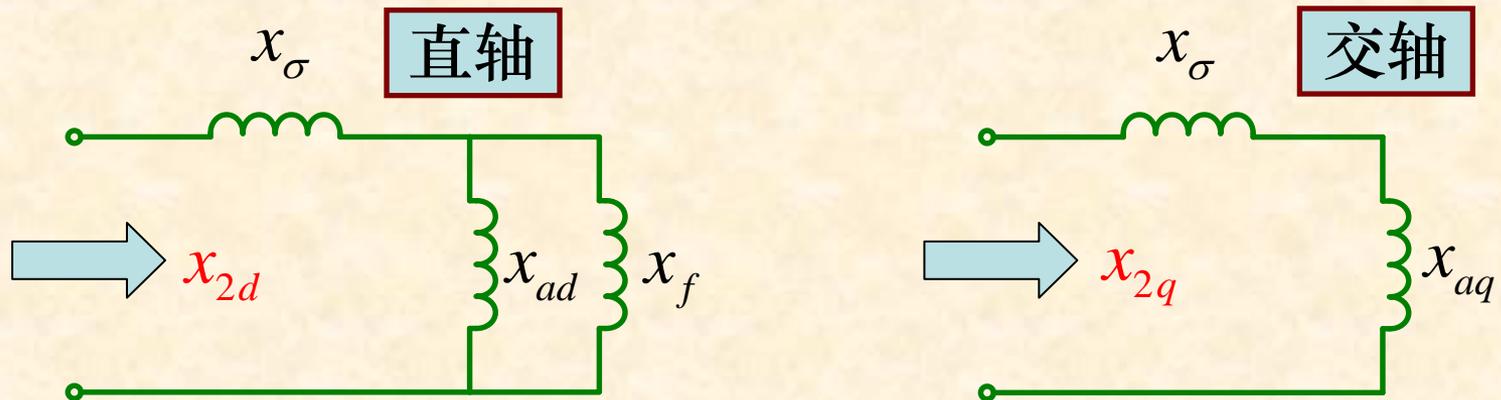
- 因为同步电机在负序情况下，定、转子绕组均感应电动势，而且转子侧绕组均呈短路状态，所以可仿照变压器副边绕组短路的情况进行分析。
- 变压器又有双绕组变压器和三绕组变压器之分。
- 同步电机的电枢反应磁场相当于变压器的主磁场。
- 同步电机定、转子漏磁场相当于变压器的原、副边漏磁场。
- 为利用等效电路的**直接**联系来反映磁场间的耦合作用，必须进行等效归算（又称为折合或折算）。
- 同步电机除相数、匝数外还需转子频率的归算。

频率归算方法
详见异步电机的分析

13.1.3 负序电抗

(7) 负序电抗的等值图及其表达式

- 转子仅有励磁绕组，而没有阻尼绕组。



- 显然：

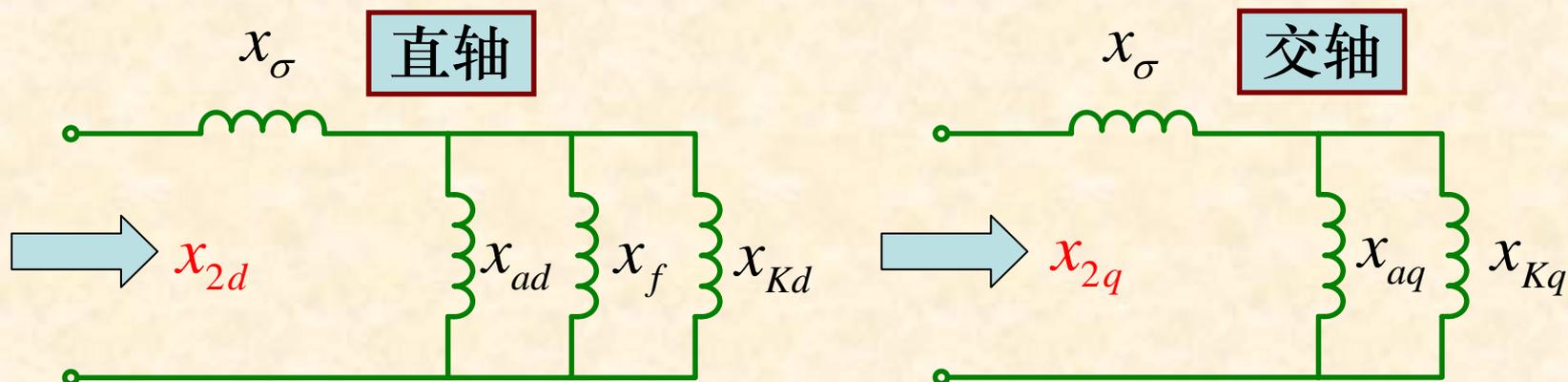
$$x_{2d} = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f}} = x_d'$$

$$x_{2q} = x_\sigma + x_{aq} = x_q = x_q'$$

13.1.3 负序电抗

(7) 负序电抗的等值图及其表达式

- 转子既有励磁绕组，又有阻尼绕组。



- 显然：

$$x_{2d} = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{Kd}}} = x_d''$$

$$x_{2q} = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{Kq}}} = x_q''$$

13.1.3 负序电抗

(8) 须注意的问题

- 上述 x_f 、 x_{Kd} 及 x_{Kq} 均为漏抗，且为归算到定子侧的值。
- 负序电抗的具体数值与发电机外电路的情况有关：

- 当机端施加负序电压时：

$$x_2 = \frac{2x_{2d}x_{2q}}{x_{2d} + x_{2q}}$$

- 当经长输电线施加负序电压时：

$$x_2 = \frac{1}{2}(x_{2d} + x_{2q})$$

- 当输电线电抗等于负序电抗时：

$$x_2 = \sqrt{x_{2d}x_{2q}}$$

详见原华中工学院许实章主编《电机学》下册第254页

- 正序电抗、负序电抗及定子绕组漏电抗间的大小关系：

$$x_1 > x_2 > x_\sigma$$

13.1.4 零序电抗

(1) **定义** 零序电枢电流所遇到阻抗中的电抗，用 x_0 表示。

(2) 零序系统的建立

- 首先将转子励磁绕组短接且由原动机拖动正向旋转；
- 然后定子三相绕组施加大小相等且相位相同的三相电压；
- 结果三相零序电枢电流产生的基波合成磁场等于零；
- 即三相零序电枢电流仅产生定子漏磁场。

(3) 零序电抗的组成

- 因三相基波合成磁场为零，故零序电抗仅为定子漏电抗。
- 但是具体又分两种情况：
 - 电枢绕组为整距绕组 $x_0 = x_\sigma$
 - 电枢绕组为短距绕组 $x_0 < x_\sigma$

详见原华中工学院许实章主编《电机学》下册第255页

13.1.5 负序及零序电抗的测定（自学）

- (1) 仍采用基本的电压、电流、功率法。
- (2) 关键在于实验中负序及零序系统如何建立。
- (3) 请同学们通过自学对实验接线及方法进行设计。
- (4) 感兴趣的同学可与实验室联系完成实验验证。
- (5) 在电机学课程教学进程中，已将该实验纳入综合性设计型实验。

13.2 相序电压方程及等效电路

13.2.1 不计电枢电阻的相序电压方程

13.2.2 正序、负序及零序等值电路

13.2.1 不计电枢电阻的相序电压方程

(1) 正序电压平衡方程式 $\Rightarrow \dot{E}_A^+ = \dot{U}_A^+ + j\dot{I}_A^+ x_1$

(2) 负序电压平衡方程式 $\Rightarrow 0 = \dot{U}_A^- + j\dot{I}_A^- x_2$

(3) 零序电压平衡方程式 $\Rightarrow 0 = \dot{U}_A^0 + j\dot{I}_A^0 x_0$

(4) 存在负序和零序电流时的机端三相电压

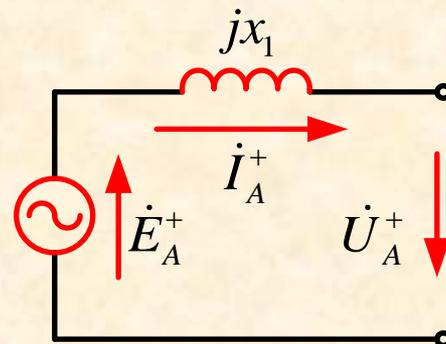
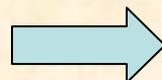
$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = \dot{E}_A^+ - j(\dot{I}_A^+ x_1 + \dot{I}_A^- x_2 + \dot{I}_A^0 x_0) \\ \dot{U}_B = \dot{U}_B^+ + \dot{U}_B^- + \dot{U}_B^0 = \dot{E}_B^+ - j(\dot{I}_B^+ x_1 + \dot{I}_B^- x_2 + \dot{I}_B^0 x_0) \\ \dot{U}_C = \dot{U}_C^+ + \dot{U}_C^- + \dot{U}_C^0 = \dot{E}_C^+ - j(\dot{I}_C^+ x_1 + \dot{I}_C^- x_2 + \dot{I}_C^0 x_0) \end{array} \right.$$

显而易见：造成机端电压不对称的原因不是励磁电动势不对称，而是负荷电流中存在负序及零序分量。

13.2.2 正序、负序及零序等值电路

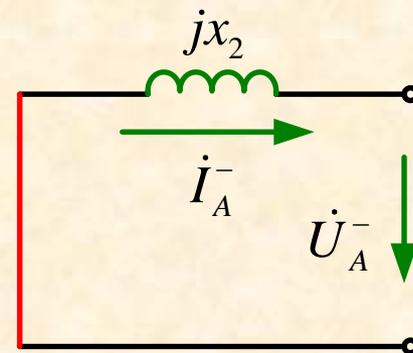
(1) 正序等值电路图

$$\dot{E}_A^+ = \dot{U}_A^+ + j\dot{I}_A^+ x_1$$



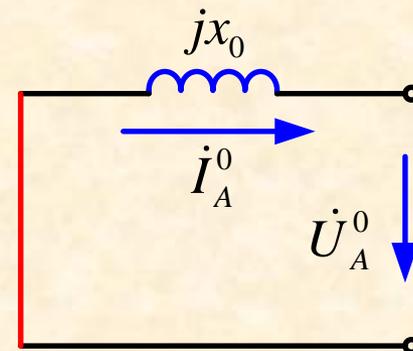
(2) 负序等值电路图

$$0 = \dot{U}_A^- + j\dot{I}_A^- x_2$$



(3) 零序等值电路图

$$0 = \dot{U}_A^0 + j\dot{I}_A^0 x_0$$



13.3 典型非对称运行实例分析

13.3.1 应用对称分量法解题的基本步骤

13.3.2 机端单相对中点稳态短路电流分析

13.3.3 机端两相线间稳态短路电流分析

13.3.4 关于稳态短路电流的一般性结论

13.3.1 应用对称分量法解题的基本步骤

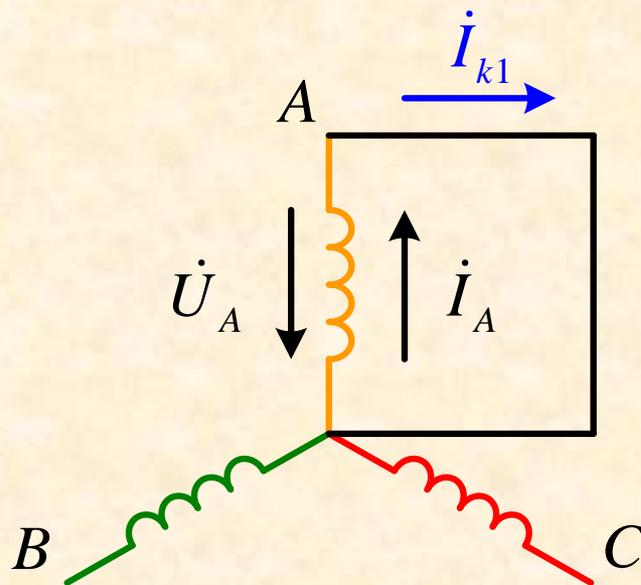
- (1) 由非对称的已知条件，**分解**求出各序电压、电流间的**特定约束关系**。
- (2) 由各序电压、电流间的特定约束关系，作出**统一**的等效电路。
- (3) 由统一等效电路，求解**各序**电压、电流的确定值。
- (4) 由各序电压、电流的确定值，**合成**得到原非对称问题的解。

总之：采用的是“**先分解，后合成**”的方法。

13.3.2 机端单相对中点稳态短路电流分析

(1) 已知条件

$$\begin{cases} \dot{I}_A = \dot{I}_{k1} \\ \dot{I}_B = \dot{I}_C = 0 \\ \dot{U}_A = 0 \end{cases}$$



(2) 非对称电流的分解

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \\ \dot{I}_A \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_{k1} \\ \dot{I}_{k1} \\ \dot{I}_{k1} \end{bmatrix}$$

13.3.2 机端单相对中点稳态短路电流分析

(3) 特定的约束条件

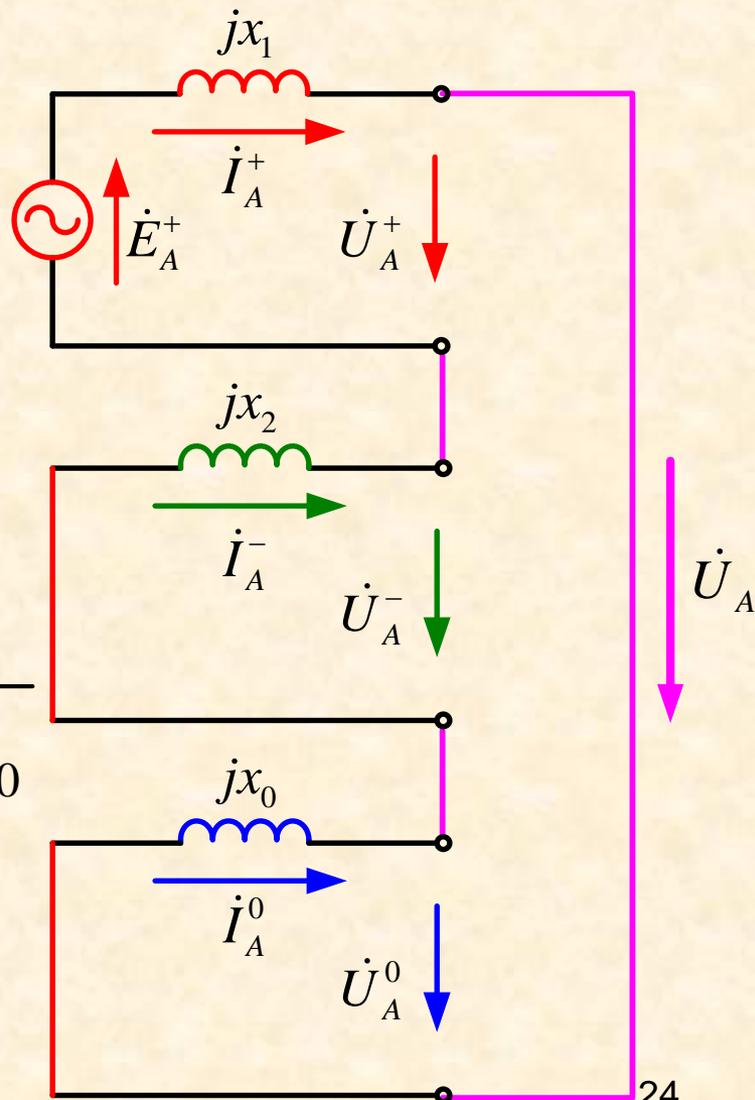
$$\begin{cases} \dot{I}_A^+ = \dot{I}_A^- = \dot{I}_A^0 = \frac{1}{3} \dot{I}_{k1} \\ \dot{U}_A = \dot{U}_A^+ + \dot{U}_A^- + \dot{U}_A^0 = 0 \end{cases}$$

(4) 作统一等值电路求解电流

$$\dot{I}_{k1} = 3\dot{I}_A^+ = \frac{3\dot{E}_A^+}{jx_1 + jx_2 + jx_0}$$

所以：

$$\dot{I}_{k1} = \frac{3E_A^+}{x_1 + x_2 + x_0}$$



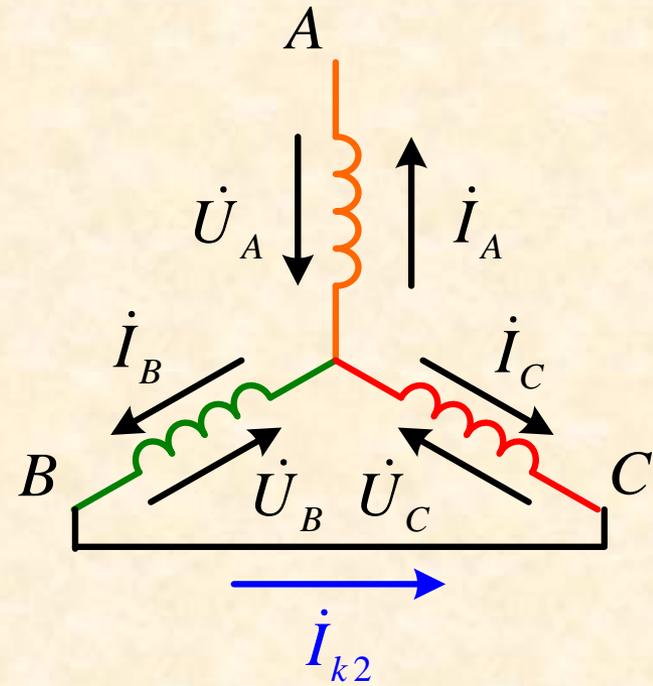
13.3.3 机端两相线间稳态短路电流分析

(1) 已知条件

$$\begin{cases} \dot{I}_A = 0, \dot{I}_B = -\dot{I}_C = \dot{I}_{k2} \\ \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = 0 \end{cases}$$

(2) 非对称电流的分解

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_A^+ \\ \dot{I}_A^- \\ \dot{I}_A^0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C \\ a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} a\dot{I}_B - a^2\dot{I}_B \\ a^2\dot{I}_B - a\dot{I}_B \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} j\sqrt{3}\dot{I}_{k2} \\ -j\sqrt{3}\dot{I}_{k2} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$



13.3.3 机端两相线间稳态短路电流分析

(3) 特定的约束条件

- 由非对称电流分解可知：

$$\dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^- = j\frac{\sqrt{3}}{3}\dot{I}_{k2}$$

- 同时注意到：没有零序电流，也就没有零序电压。
- 非对称电压的分解

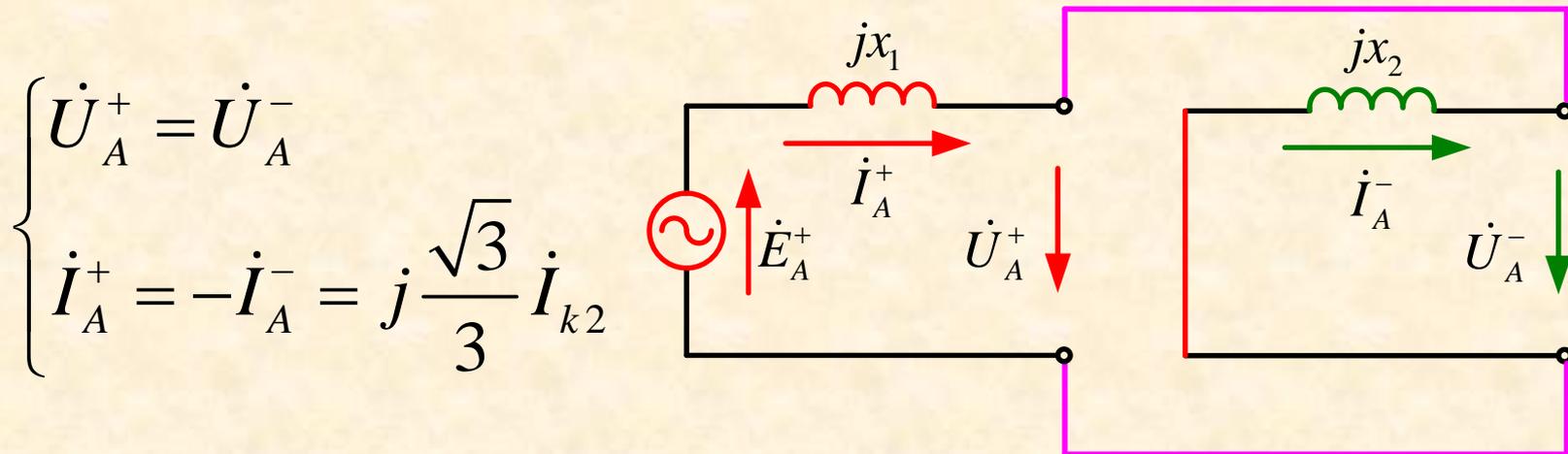
$$\begin{bmatrix} \dot{U}_A^+ \\ \dot{U}_A^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C \\ \dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C \end{bmatrix}$$

- 注意此时 $\dot{U}_B = \dot{U}_C$
- 所以不论 $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ 为何值，均有：

$$\dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^-$$

13.3.3 机端两相线间稳态短路电流分析

(4) 作统一等值电路并求解电流



$$\begin{cases} \dot{U}_A^+ = \dot{U}_A^- \\ \dot{I}_A^+ = -\dot{I}_A^- = j\frac{\sqrt{3}}{3} \dot{I}_{k2} \end{cases}$$

$$\dot{I}_{k2} = \frac{\dot{I}_A^+}{j\sqrt{3}/3} = -j\sqrt{3}\dot{I}_A^+ = -j\sqrt{3} \frac{\dot{E}_A^+}{jx_1 + jx_2}$$

所以：

$$I_{k2} = \frac{\sqrt{3}E_A^+}{x_1 + x_2}$$

13.3.4 关于稳态短路电流的一般性结论

(1) 单相对中点稳态短路电流 $I_{k1} = 3E_0 / (x_1 + x_2 + x_0)$

(2) 两相线间稳态短路电流 $I_{k2} = \sqrt{3}E_0 / (x_1 + x_2)$

(3) 三相线间稳态短路电流 $I_{k3} = E_0 / x_1$

(4) 忽略负序以及零序电抗后，上述三者之比约为：

$$I_{k1} : I_{k2} : I_{k3} \approx 3 : \sqrt{3} : 1$$

(5) 四川德阳东方电机厂300MW汽轮发电机数据为：

$$I_{k1}^* = 4.023 \quad I_{k2}^* = 2.400 \quad I_{k3}^* = 1.532$$

则： $I_{k1}^* : I_{k2}^* : I_{k3}^* = 2.64 : 1.58 : 1$

13.4 非对称运行对发电机的影响

- (1) 负序磁场在转子铁心表面将产生附加铁耗，引起转子过热；汽轮发电机表现的尤为突出。
- (2) 负序磁场将产生**100Hz**交变的附加电磁转矩，引起机组振动；一旦发生机组共振将更加危险。

说到共振的危害时，人们最为熟知和引用最多的便是下面这个例子：

18世纪中叶，一队士兵在指挥官的口令下，迈着威武雄壮、整齐划一的步伐通过法国昂热市一座大桥，快走到桥中间时，桥梁突然发生强烈的颤动并且最终断裂坍塌，造成许多官兵和市民落水丧生。

13.4 非对称运行对发电机的影响

(3) 凸极同步电机阻尼绕组的作用：

- 发电机对称稳态运行时，因气隙合成磁场与转子同步旋转，阻尼绕组不起作用，形同虚设。
- 当发电机非对称运行时，阻尼绕组中的感应电动势产生的电流所建立的磁场，对负序磁场将起削弱作用。

(4) 隐极同步电机整体锻造的转子本体在非对称运行时具有一定的阻尼作用。

本章要点

- (1) 同步电机正序、负序和零序电抗的含义、组成及其大小关系。
- (2) 同步电机的正序、负序和零序等值电路拓扑结构。
- (3) 利用对称分量法解决非对称问题的一般思路。
- (4) 同步发电机典型不对称稳态短路的分析方法及其相关结论。
- (5) 同步电机不对称运行时负序磁场的影响以及阻尼绕组的作用。

本章习题

习题23 计算题 第1、2题

第14章 同步发电机的三相突然短路

14.1 简 述

14.2 超导体闭合回路磁通链守恒原理

14.3 电阻为零时的突然短路电流分析

14.4 电阻非零时的突然短路电流衰减

14.5 静测法求取同步电机的暂态参数

14.6 同步发电机突然短路产生的影响

14.1 简 述

(1) 突然短路电流的大小及危害

- 突然短路电流约为额定电流的10~20倍。
- 其影响主要是瞬间产生较大的电磁力，损坏绕组绝缘及电机的结构部件。

(2) 三相突然短路与三相稳态短路的根本区别

- 关键在于转子绕组是否感应电动势。

(3) 分析方法

- 不是求解微分方程，而是从基本的物理概念入手分析。

(4) 学习目的

- 了解突然短路电流的产生及其发展过程。
- 认识突然短路电流较大的根本原因及其衰减规律。
- 掌握同步电机瞬变及超瞬变参数的意义、大小关系及其测定方法，为电力系统暂态分析奠定基础。

14.2 超导体闭合回路磁通链守恒原理

14.2.1 原理分析

14.2.2 短路电流的组成及其作用

14.2.3 同步电机中的实际情况

14.2.1 原理分析

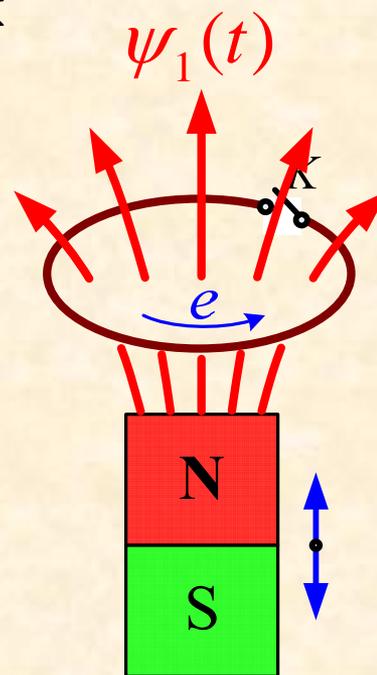
(1) 原理分析的物理模型

- 设空间有一静止的超导材料绕制的线圈以及相对于线圈可往复运动的条形磁铁（如图所示）。
- 当条形磁铁相对于线圈往复运动时，穿过线圈的磁通链将随时间周期性变化。

(2) 外界磁场导致穿过线圈磁通链随时间交变而产生的感应电动势

- 规定感应电动势与磁通链的正方向符合右手关系时，则有：

$$e = -\frac{d\psi_1(t)}{dt}$$



14.2.1 原理分析

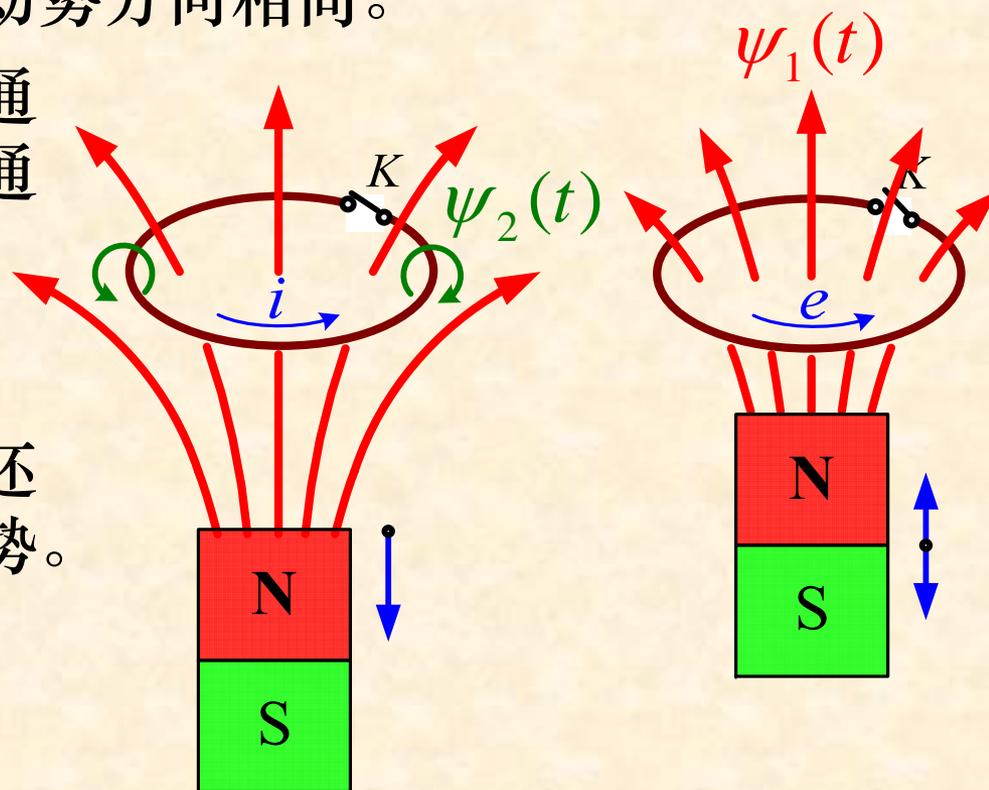
(3) 当磁极向下运动时将线圈闭合，产生的自感磁通链以及自感电动势

- 因线圈已闭合，在感应电动势的作用下将产生电流，其方向与感应电动势方向相同。
- 电流又将产生磁通链，称为自感磁通链。

$$\psi_2(t) = Li$$

- 自感磁通链变化还将产生自感电动势。

$$e_L = -\frac{d\psi_2(t)}{dt}$$



14.2.1 原理分析

(4) 超导体闭合回路电动势方程

$$\Sigma e = e + e_L = -\frac{d\psi_1(t)}{dt} - \frac{d\psi_2(t)}{dt} = 0$$

需利用初始条件来确定

(5) 超导体闭合回路磁通链守恒

$$\frac{d}{dt}[\psi_1(t) + \psi_2(t)] = 0 \quad \longrightarrow \quad \psi_1(t) + \psi_2(t) = \text{常数}$$

- 设开关闭合前： $t = 0^-$ $\psi_1(t) = \psi_1(0)$ $\psi_2(0) = 0$
- 则开关闭合后： $t = 0^+$ $\psi_1(t) + \psi_2(t) = \psi_1(0)$

■ **结论：** 不论外界磁场如何变化，穿过超导闭合线圈的磁通链，恒等于线圈闭合前瞬间的数值。

■ **原因：** 自感磁通链的抵制作用，而且产生自感磁通链的电流因没有能量消耗而不会衰减。

14.2.2 短路电流的组成及其作用

(1) 自感磁通链及其相应电流的分解

■ 自感磁通链的分解 $\psi_2(t) = \psi_1(0) - \psi_1(t) = Li$

■ 相应电流的分解 $i = \frac{\psi_2(t)}{L} = \frac{\psi_1(0)}{L} - \frac{\psi_1(t)}{L} = i_{=} + i_{\sim}$

常量 变量

(2) 电流各分量的作用

■ $i_{=} = \frac{\psi_1(0)}{L}$ 称为突然短路电流的**非周期分量**，用以维持短路发生瞬间磁通链的起始值恒定不变。

■ $i_{\sim} = -\frac{\psi_1(t)}{L}$ 称为突然短路电流的**周期分量**，用以抵消突然短路发生后外界磁场周期变化的影响。

■ 可与变压器中**磁动势平衡**的电流表达式相比拟。

14.2.3 同步电机中的实际情况

(1) 实际电机中的各绕组均存在电阻

- 电流流过电阻将产生能量消耗。
- 短路电流若无外界能量补充其值将会衰减。
- 电流的衰减将导致自感磁通链产生相应的衰减。
- 自感磁通链的衰减将导致磁通链无法始终维持守恒。
- 因此，在电机暂态过程的分析中，需要考虑突然短路电流衰减的根本原因、规律及其相应的时间常数。

(2) 实际电机中存在多绕组间的耦合

- 自感的影响仅仅是一个方面。
- 互感的影响也必须同时考虑。
- 因此，在电机暂态过程的分析中，还需考虑各个绕组中电流产生的磁场间的相互影响。

14.3 电阻为零时的突然短路电流分析

14.3.1 突然短路前瞬间电枢绕组的磁通链

14.3.2 突然短路发生后电枢绕组的磁通链

14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

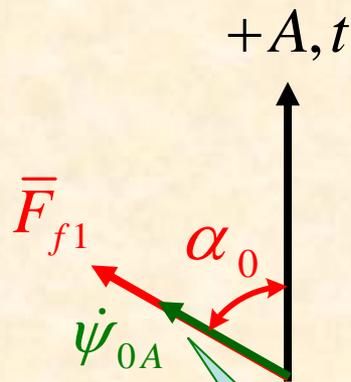
14.3.4 突然短路后电枢电流中的非周期分量

14.3.5 短路电流表达式及可能达到的最大值

14.3.1 突然短路前瞬间电枢绕组的磁通链

(1) 设定突然短路发生的位置及时刻

- 认为同步发电机空载额定电压下机端发生三相突然短路。
- 突然短路发生时刻为：转子转到定子A相绕组轴线前任意 α_0 空间电角度。
- 可利用时空相矢图表示短路发生时刻。



(2) 突然短路发生前瞬间穿过电枢绕组的磁通链

- 磁通链是由转子励磁产生。
- 三相磁通链表达式 \longrightarrow

$$\begin{cases} \psi_{0A} = \psi_m \cos \alpha_0 \\ \psi_{0B} = \psi_m \cos(\alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_{0C} = \psi_m \cos(\alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

时间
相量

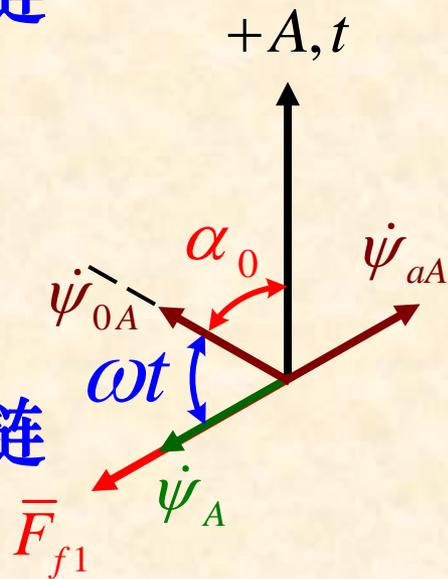
(3) 两点说明

- 若为超导线圈，短路发生后磁通链将维持此值不变。
- 磁链起始值虽为定值，但短路时刻不同其大小不等。

14.3.2 突然短路发生后电枢绕组的磁通链

(1) 突然短路后由励磁产生的电枢磁通链

$$\begin{cases} \psi_A = \psi_m \cos(\omega t + \alpha_0) \\ \psi_B = \psi_m \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ \psi_C = \psi_m \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

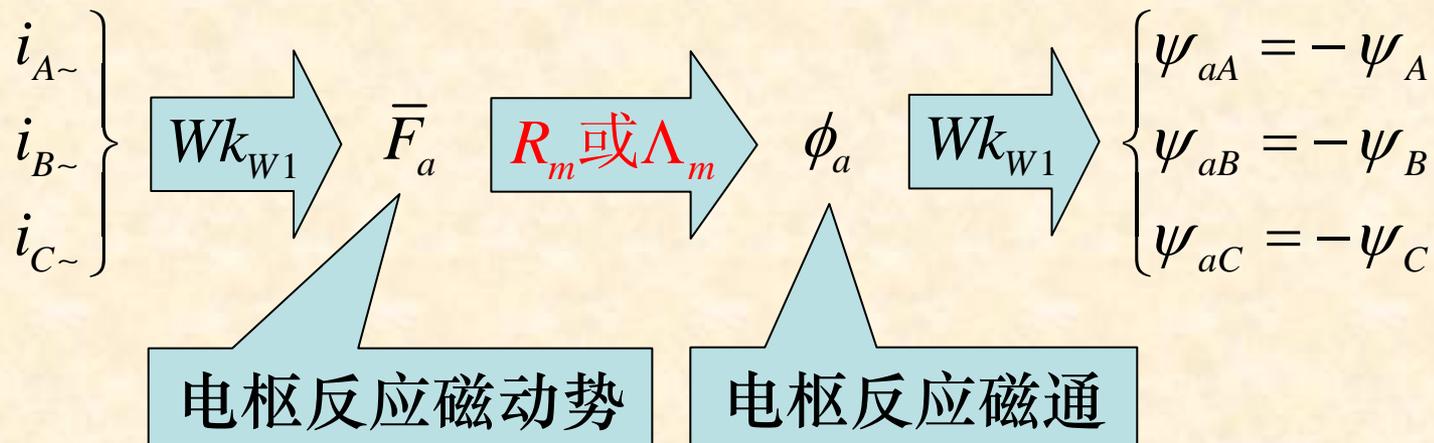


(2) 突然短路后由电枢电流产生的磁通链

$\begin{cases} i_A = i_{A=} + i_{A\sim} \\ i_B = i_{B=} + i_{B\sim} \\ i_C = i_{C=} + i_{C\sim} \end{cases}$	$\left. \begin{matrix} i_{A=} \\ i_{B=} \\ i_{C=} \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \psi_{0A} \\ \psi_{0B} \\ \psi_{0C} \end{cases}$	<div style="border: 1px solid green; padding: 5px; display: inline-block;">用以维持磁链不变</div>
<div style="border: 1px solid lightblue; padding: 5px; display: inline-block; width: 100px; text-align: center;">非周期分量</div>	$\left. \begin{matrix} i_{A\sim} \\ i_{B\sim} \\ i_{C\sim} \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \psi_{aA} = -\psi_A \\ \psi_{aB} = -\psi_B \\ \psi_{aC} = -\psi_C \end{cases}$	<div style="border: 1px solid red; padding: 5px; display: inline-block;">用以抵消励磁的影响</div>

14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(1) 电枢反应磁通链的产生过程

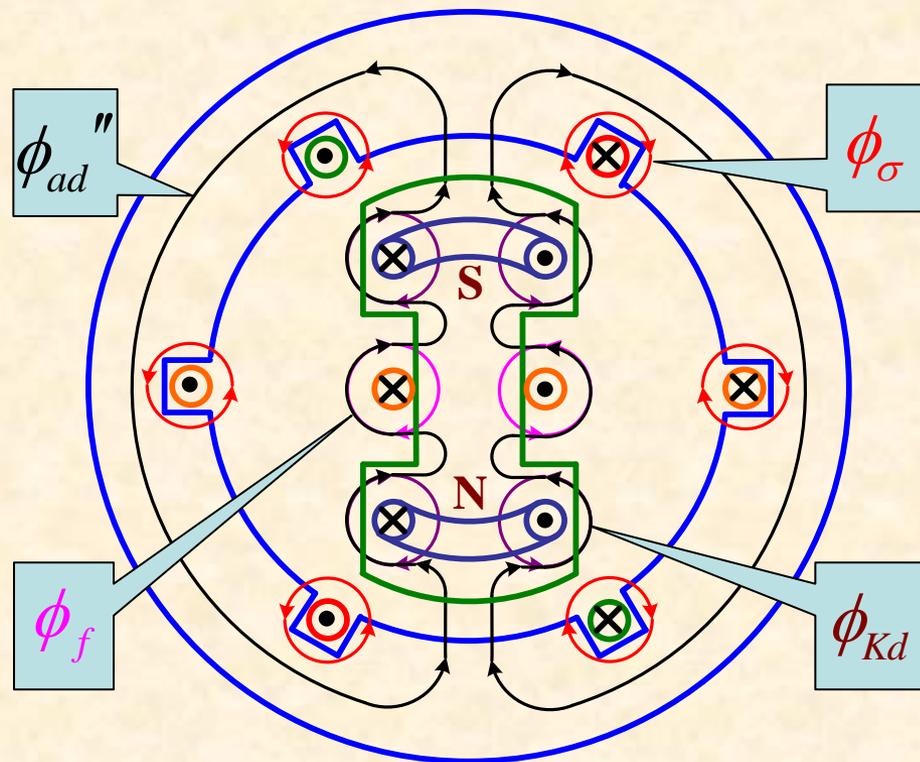


- 可见：产生一定数量的磁通链需要多大电流，与磁通所经过路径磁阻（或磁导）的数值密切相关。
- 因此：必需认真考察突然短路发生后电枢反应磁通所走磁路的路径。
- 在此强调：发生突然短路后定、转子各绕组均需维持磁通链守恒。

14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(2) 突然短路发生后电枢反应磁通所走路径

- 因空载发生突然短路，转子绕组为保持磁通链守恒，其中感应电流产生的磁场要**阻止**电枢反应磁通穿过转子本体。
- 结果将电枢反应磁通**排挤**到转子绕组漏磁路的路径之中。
- 使得突然短路时的电枢反应磁通路所走路径与稳态三相短路明显不同。
- **需进一步考察电枢反应磁通所走路径的磁导与电抗。**

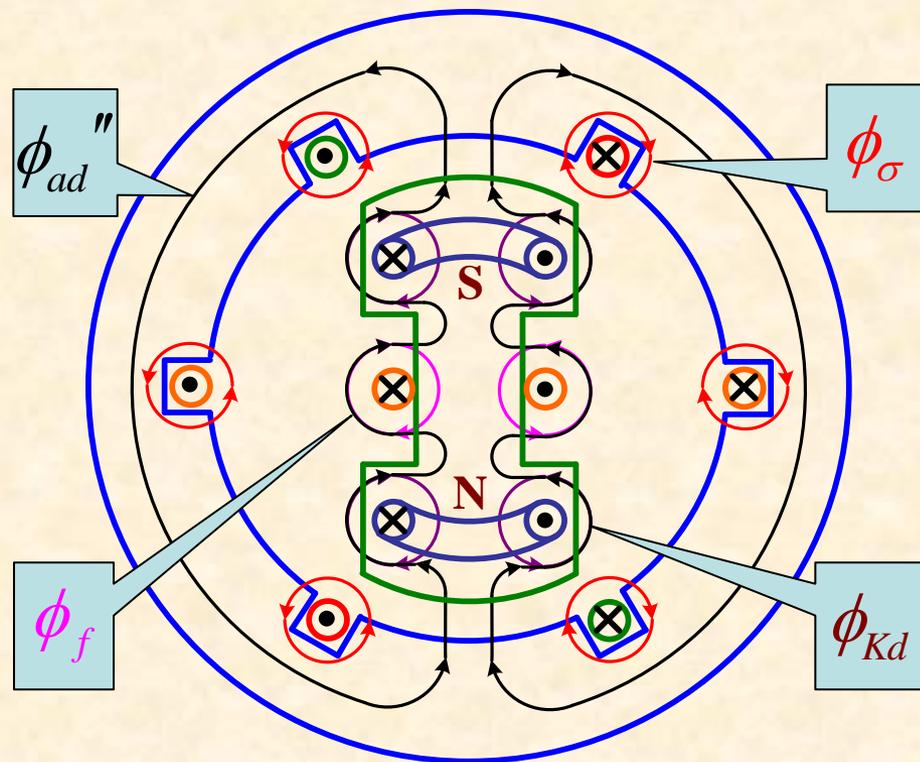


14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及所对应的电抗

■ 基本概念：

- 磁路并联，总磁导为各并联支路磁导之和。
- 磁路串联，总磁导为各段磁路磁导倒数的倒数。
- 在频率与绕组匝数一定时，电抗与磁导成正比。

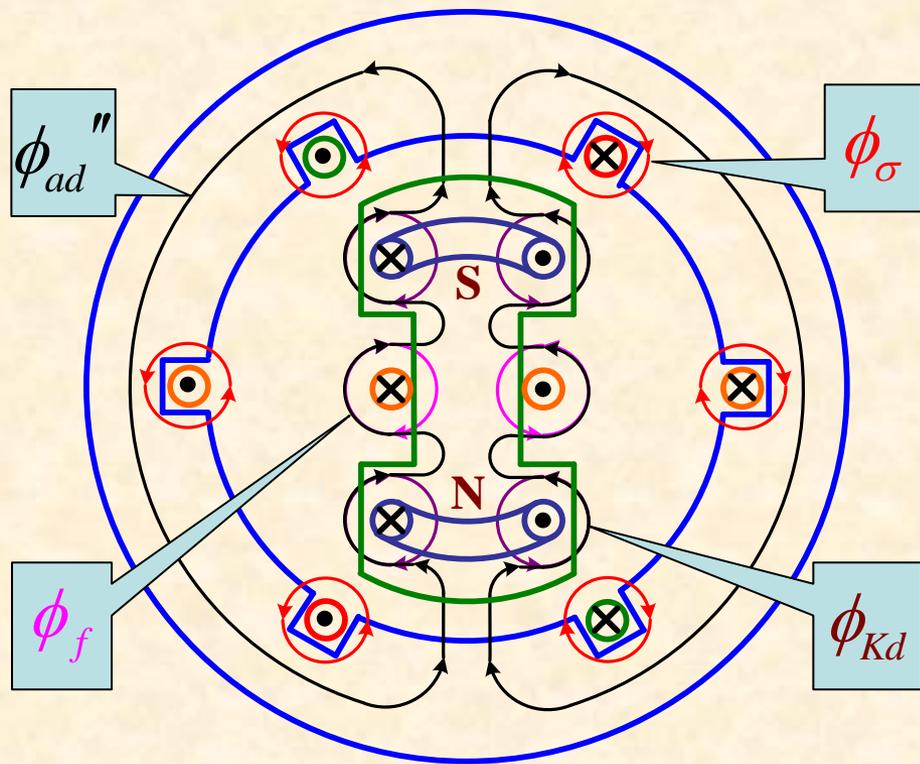


14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及所对应的电抗

■ 涉及到的磁通、磁导和电抗的对应关系：

磁通	磁导	电抗
ϕ_{ad}''	λ_{ad}''	x_{ad}''
ϕ_{σ}	λ_{σ}	x_{σ}
ϕ_f	λ_f	x_f
ϕ_{Kd}	λ_{Kd}	x_{Kd}
ϕ_{ad}	λ_{ad}	x_{ad}



■ 要求在脑海中对每一磁通的路径能有清晰的图像。

14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及对应的电抗

■ 三种不同情况分析

① 突然短路后励磁绕组和阻尼绕组均起作用

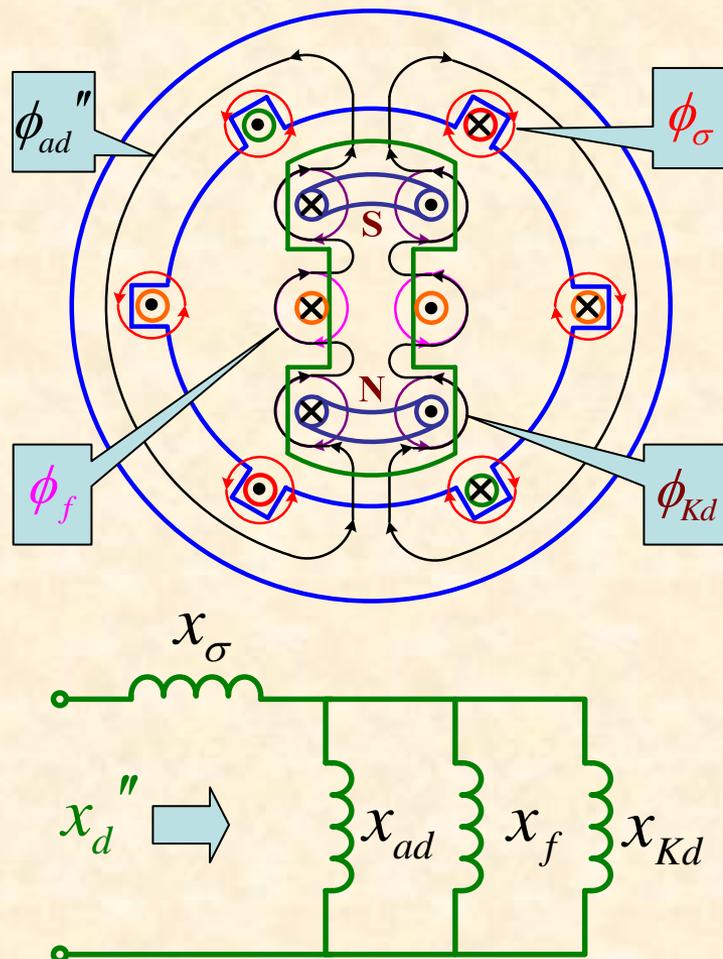
$$\lambda_{ad}'' = \frac{1}{1/\lambda_{ad} + 1/\lambda_f + 1/\lambda_{Kd}}$$

$$x_{ad}'' = \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_f + 1/x_{Kd}}$$

$$\lambda_d'' = \lambda_\sigma + \lambda_{ad}''$$

$$x_d'' = x_\sigma + x_{ad}''$$

对应
等效
电路



14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及对应的电抗

■ 三种不同情况分析

② 电机无阻尼绕组或突然短路后阻尼绕组失去作用

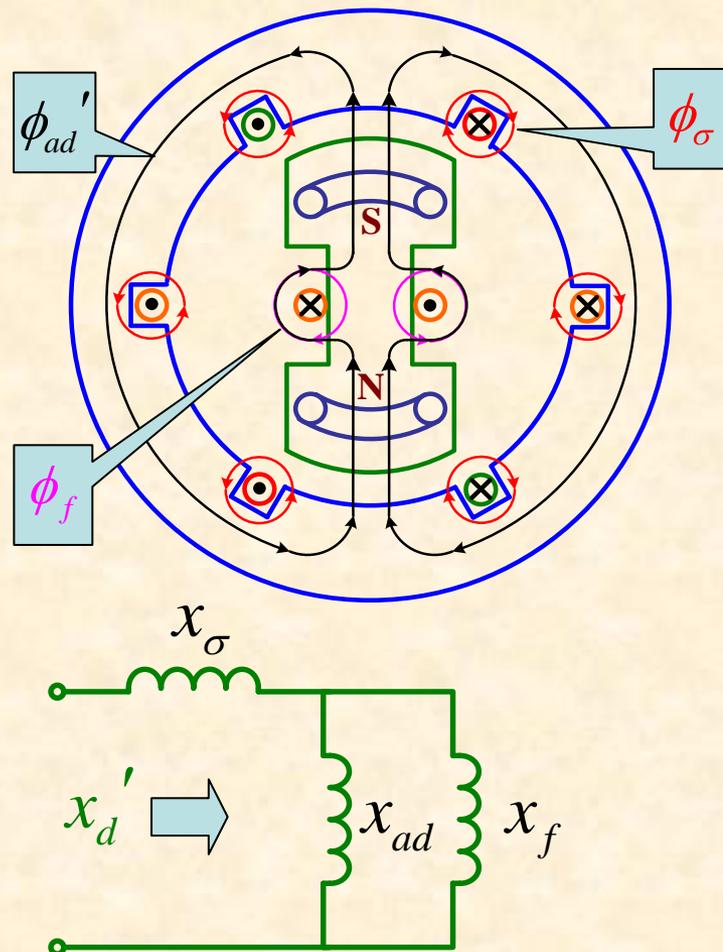
$$\lambda_{ad}' = \frac{1}{1/\lambda_{ad} + 1/\lambda_f}$$

$$x_{ad}' = \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_f}$$

$$\lambda_d' = \lambda_\sigma + \lambda_{ad}'$$

$$x_d' = x_\sigma + x_{ad}'$$

对应
等效
电路



14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及对应的电抗

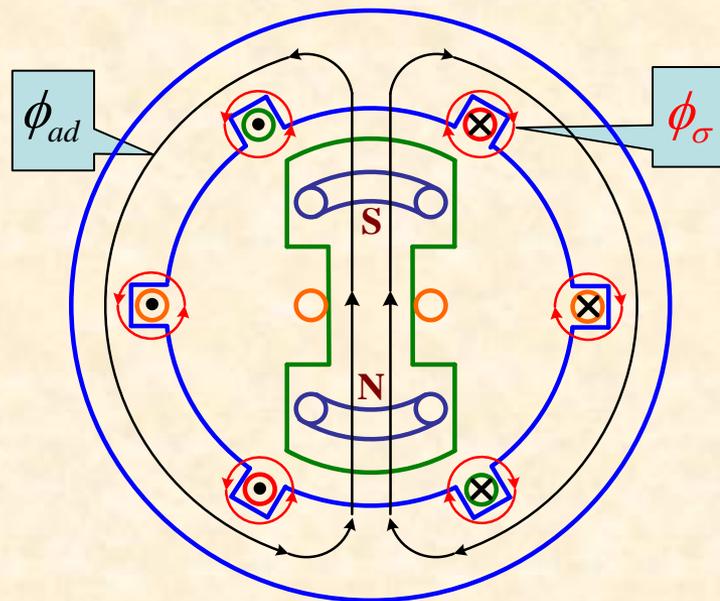
■ 三种不同情况分析

③ 对称稳态短路

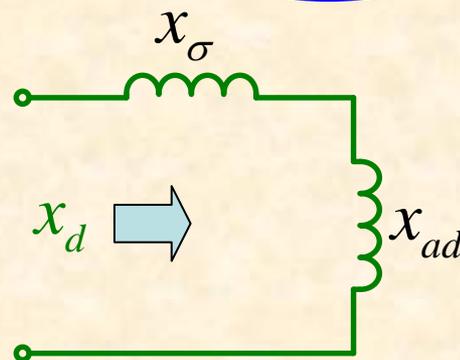
$$\lambda_d = \lambda_\sigma + \lambda_{ad}$$

$$x_d = x_\sigma + x_{ad}$$

■ 三种不同情况的分析表明：从电机定子绕组端口看入的入端等效参数明显不同。



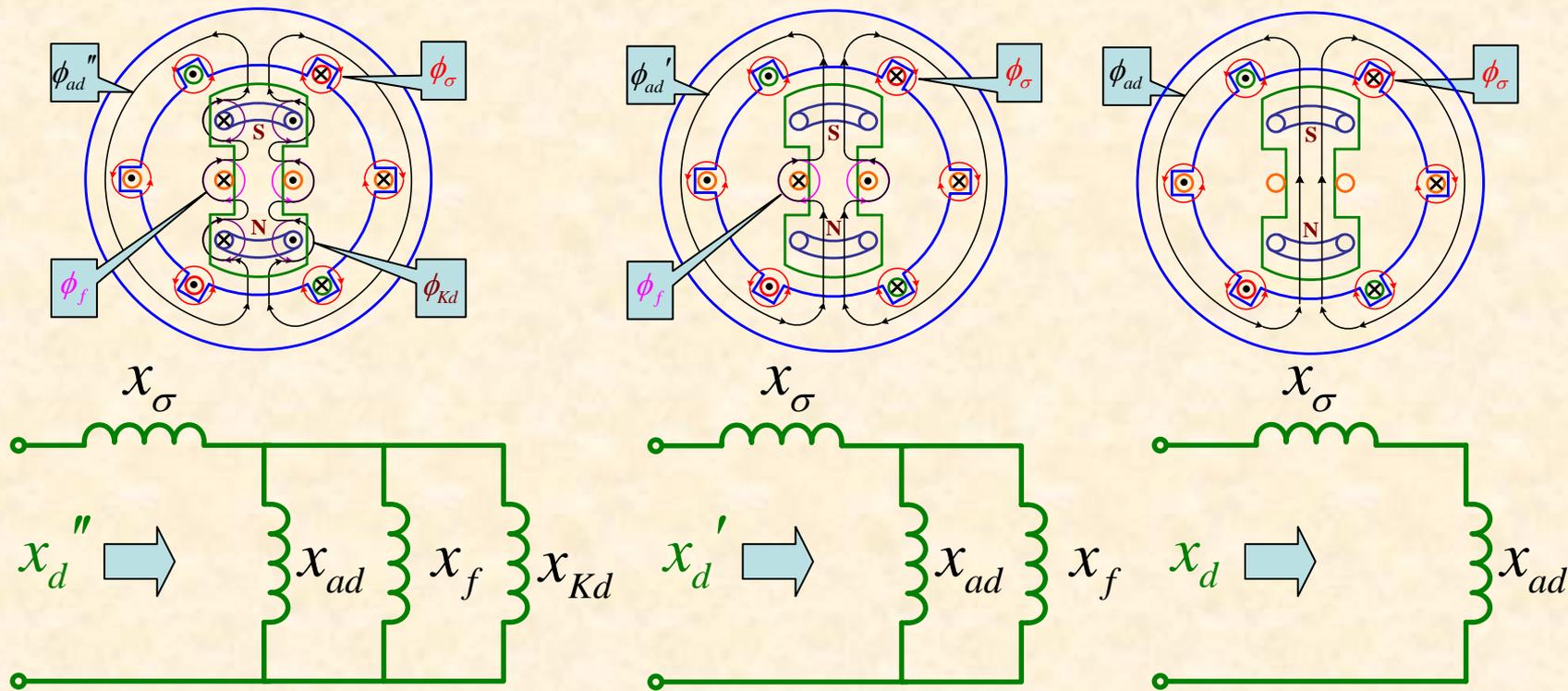
对应
等效
电路



14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(3) 电枢反应磁通所走路径的磁导及对应的电抗

■ 三种不同情况的对比



■ 显而易见: $x_d'' < x_d' < x_d$

此为问题的关键所在

14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(4) 突然短路电枢电流中的周期分量

■ 有效值

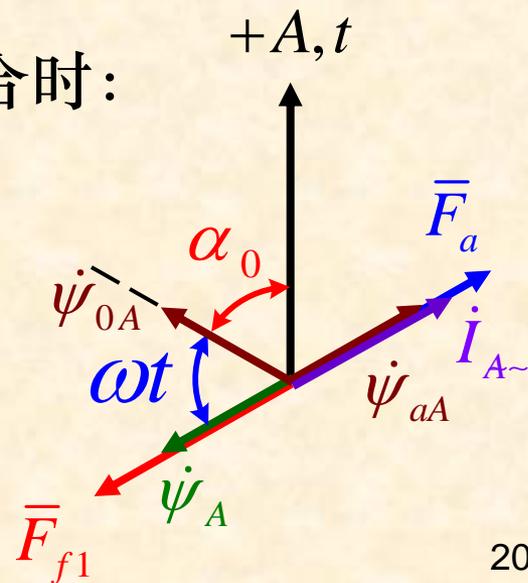
- 稳态短路电流的有效值 $I_k = \frac{E_0}{x_d}$

- 与稳态相比突然短路电流周期分量有效值 $I_{\sim} = \frac{E_0}{x_d''}$

■ 相位关系

- 在时空相矢图中，当+A与 t 重合时：

- $i_{A\sim}$ 与 \bar{F}_a 同相。
- \bar{F}_a 与 $\dot{\psi}_{aA}$ 同相。
- 而 $\dot{\psi}_{aA}$ 与 $\dot{\psi}_A$ 反相。
- 故可根据 $\dot{\psi}_{aA}$ 的相位确定 $i_{A\sim}$ 的相位。



14.3.3 突然短路后电枢电流中的周期分量

(4) 突然短路电枢电流中的周期分量

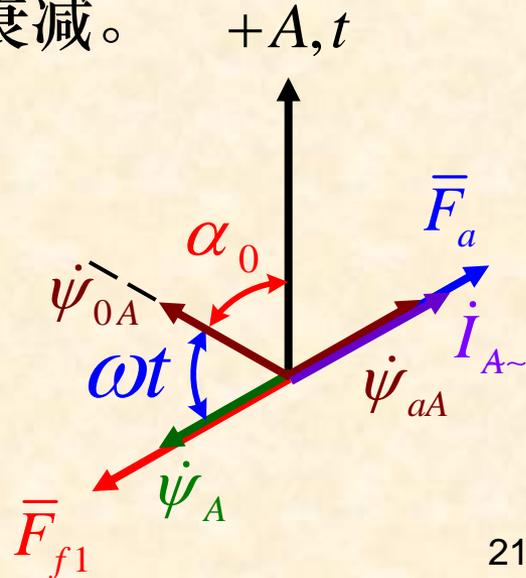
■ 表达式

$$\begin{cases} i_{A\sim} = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_{B\sim} = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{C\sim} = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

其中： $I_{\sim} = \frac{E_0''}{x_d''}$

■ 注意：超导情况下此电流幅值不会衰减。

■ 突然短路电流较大的原因在于：
此时电枢反应磁通所走路径的磁阻增加（磁导减小），结果导致产生一定数量磁通所需的磁动势增加，进而使得电枢电流增大。



14.3.4 突然短路后电枢电流中的非周期分量

(1) 初始条件

- 因为空载短路且电感中的电流不能突变，所以可得：

$$\begin{cases} i_A(0) = i_{A=} (0) + i_{A\sim} (0) = 0 \\ i_B(0) = i_{B=} (0) + i_{B\sim} (0) = 0 \\ i_C(0) = i_{C=} (0) + i_{C\sim} (0) = 0 \end{cases} \quad \text{而:} \quad \begin{cases} i_{A\sim} (0) = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos \alpha_0 \\ i_{B\sim} (0) = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{C\sim} (0) = -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

(2) 突然短路电流中的非周期分量

$$\begin{cases} i_{A=} = -i_{A\sim} (0) = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0) \\ i_{B=} = -i_{B\sim} (0) = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{C=} = -i_{C\sim} (0) = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) \end{cases} \quad \text{其中:} \quad I_{\sim} = \frac{E_0}{x_d''}$$

- 注意：各线圈为超导材料时此电流的幅值不会衰减。 22

14.3.5 短路电流表达式及可能达到的最大值

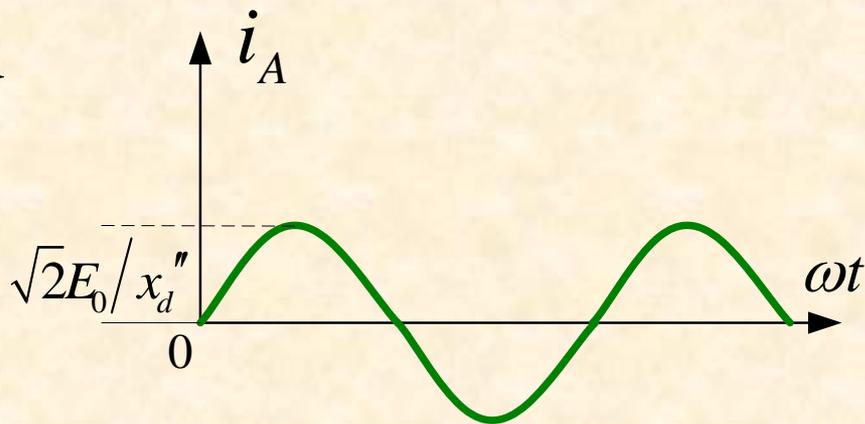
(1) 不考虑衰减时突然短路电流的表达式

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_B = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_C = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

(2) 特殊突然短路时刻分析（不妨以A相为例）

- 当 $\alpha_0 = 90^\circ$ 发生突然短路

$$\begin{aligned} i_A &= -\sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + 90^\circ) \\ &= \sqrt{2}I_{\sim} \sin \omega t \end{aligned}$$



- 注意此时突然短路电流仅有周期分量。

14.3.5 短路电流表达式及可能达到的最大值

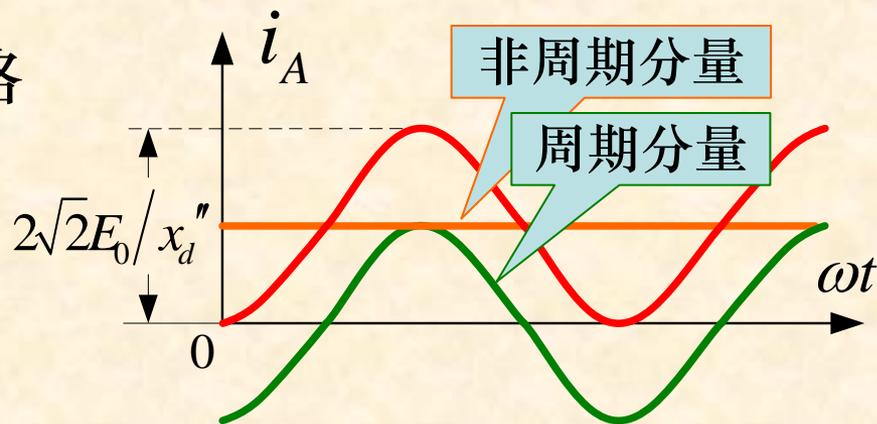
(1) 不考虑衰减时突然短路电流的表达式

$$\begin{cases} i_A = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_B = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_C = \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) - \sqrt{2}I_{\sim} \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

(2) 特殊突然短路时刻分析（不妨以A相为例）

- 当 $\alpha_0 = 0^\circ$ 发生突然短路

$$i_A = \sqrt{2}I_{\sim} (1 - \cos \omega t)$$



- 注意此时突然短路电流中非周期分量的产生及作用。 24

14.3.5 短路电流表达式及可能达到的最大值

(3) 三点说明

- 由于突然短路电流中非周期分量的影响：
 - 对同一相而言，不同短路时刻的电流大小不等。
 - 对不同相而言，同一短路时刻各相电流大小不等。
- **最不利情况**：当转子轴线与某相绕组轴线重合时发生三相突然短路，经过半个周期该相电流达到最大值。

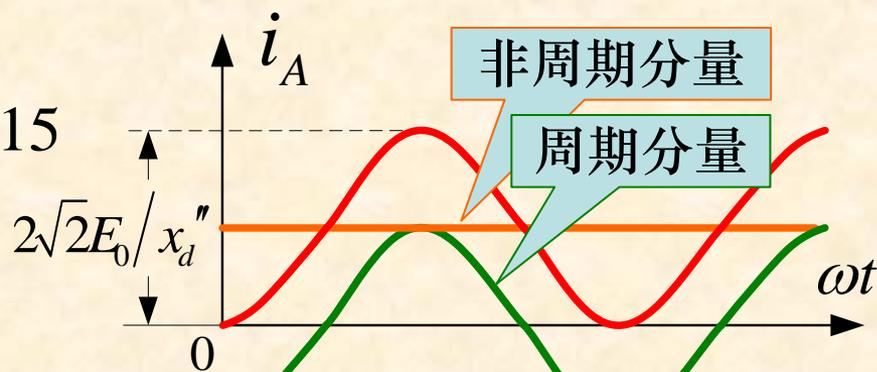
■ 突然短路电流的最大值

- 一般 $x_d''^* = 0.10 \sim 0.15$

- 若取 $x_d''^* = 0.125$

$$E_0^* = 1$$

- 则：
$$i_{k \max}^* = \frac{2\sqrt{2}E_0^*}{x_d''^*} = \frac{2\sqrt{2}}{0.125} = 22.63$$



14.4 电阻非零时的突然短路电流衰减

14.4.1 基本概念

14.4.2 突然短路电流中非周期分量的衰减

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

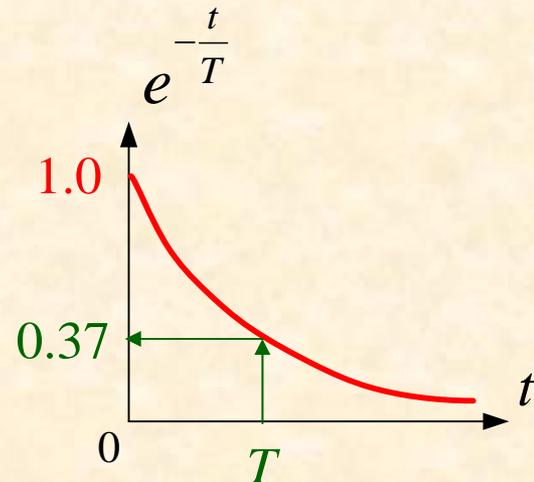
14.4.4 三相对称突然短路电流的最终表达式

14.4.5 三相对称突然短路实际电流录波图

14.4.1 基本概念

(1) R - L 电路暂态电流的衰减

- 按指数规律衰减，即衰减因子为： $e^{-\frac{t}{T}}$
- 时间常数： $T = \frac{L}{R}$ ，其中： $L = \frac{x}{\omega}$
- 时间常数越小衰减越快。



(2) 等值电抗、等值电感与时间常数

- 为考虑电机绕组间的互感影响引入**等值电抗**的概念。
- **某绕组的等值电抗为**：将其它绕组短路后，由该绕组入端看入的电抗（入端电抗）。
- 等值电抗除以角频率即为等值电感。
- 等值电感被该绕组电阻除，即为该绕组中暂态电流衰减的时间常数。

14.4.2 突然短路电流中非周期分量的衰减

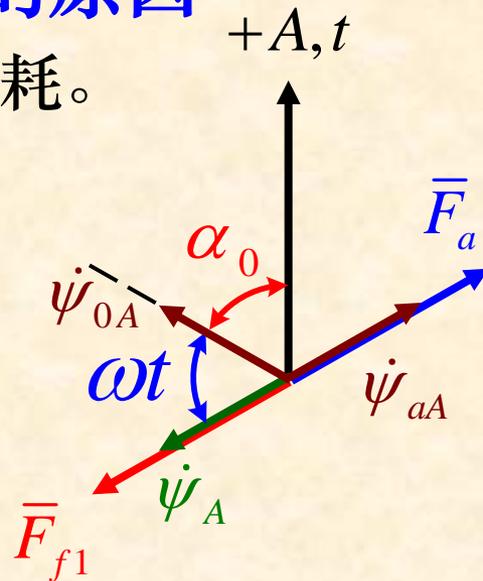
(1) 突然短路电流非周期分量衰减的原因

- 电枢绕组存在电阻 r_a ，产生能量损耗。

(2) 等值电感及时间常数

- 突然短路电流非周期分量建立的磁场在空间位置固定，其具体位置与突然短路发生时刻有关。
- 转子持续旋转，结果静止磁场轴线时而与纵轴重合，时而与横轴重合。
- 当静止磁场轴线与直轴重合： $x_d'' = x_{2d}$
- 当静止磁场轴线与横轴重合： $x_q'' = x_{2q}$

近似取其算术平均值为： x_2



■ 则：
$$e^{-\frac{t}{T_a}} \Rightarrow T_a = \frac{L_a}{r_a} \Rightarrow L_a = \frac{x_2}{\omega} \Rightarrow x_2 = \frac{x_{2d} + x_{2q}}{2}$$

14.4.2 突然短路电流中非周期分量的衰减

(3) 突然短路电流非周期分量表达式

$$\left. \begin{aligned} i_{A=} &= \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{B=} &= \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{C=} &= \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{最终衰减到} \rightarrow \mathbf{0} \end{array}$$

T_a 称为定子突然短路电流非周期分量衰减时间常数

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(1) 突然短路电流周期分量衰减的原因

- 转子绕组存在电阻，分别为 r_f 和 r_{kd} ，产生能量损耗。

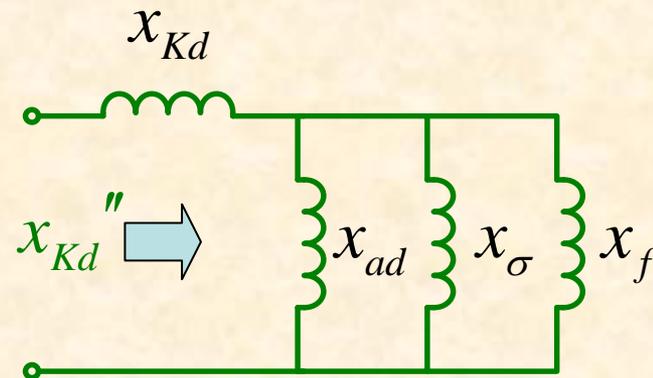
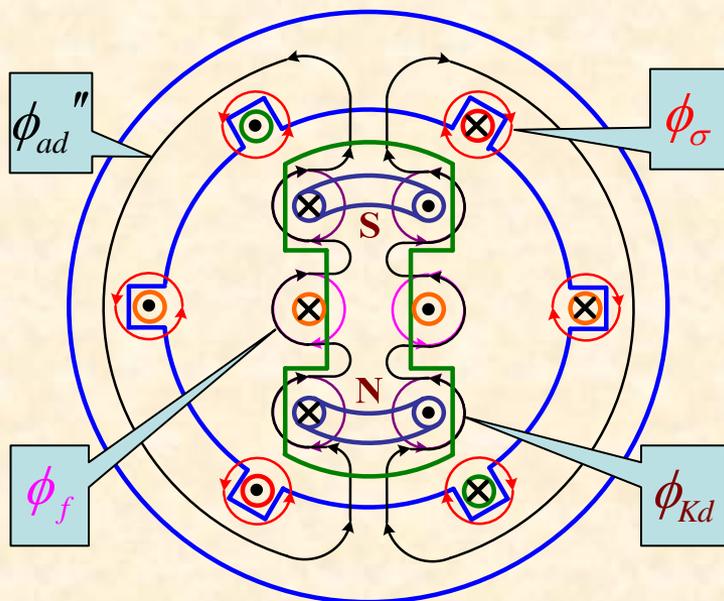
(2) 衰减过程

- 工程实践表明：阻尼绕组的时间常数远小于励磁绕组的时间常数。
- 所以突然短路发生后，周期分量电流的衰减可近似认为分成两各阶段：
 - 第一阶段：阻尼绕组中的暂态电流先衰减，此时近似认为励磁绕组中的暂态电流还未开始衰减。
 - 第二阶段：励磁绕组中的暂态电流后衰减，此时近似认为阻尼绕组中的暂态电流已衰减为零。
- 据两个阶段的划分可分别考虑等值电感及时间常数。

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(3) 等值电感及时间常数

- 第一阶段，仅考虑阻尼绕组中的暂态电流的衰减，称为超瞬态阶段或次暂态阶段。



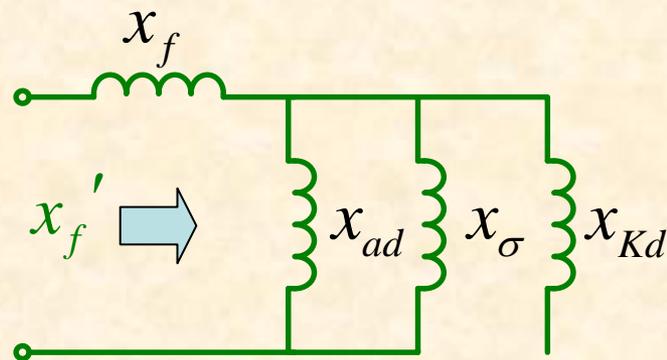
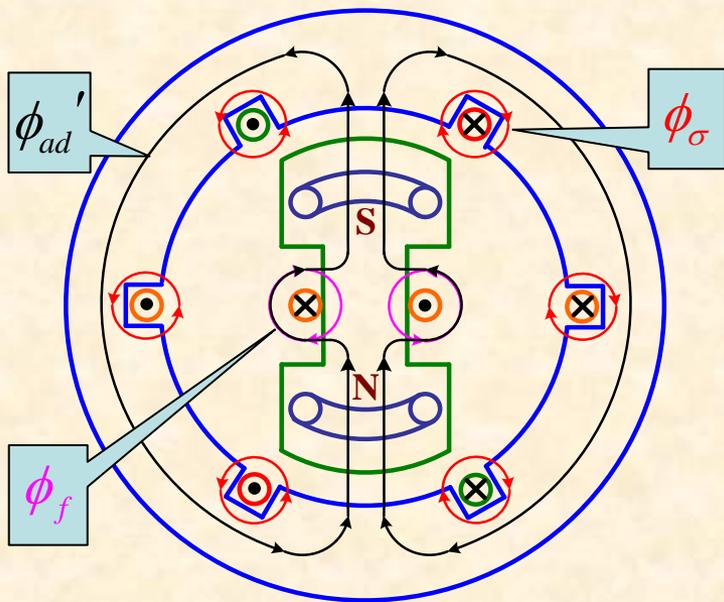
$$L_{Kd}'' = \frac{x_{Kd}''}{\omega} \Rightarrow T_d'' = \frac{L_{Kd}''}{r_{Kd}}$$

T_d'' 称为定子绕组与励磁绕组短路，直轴阻尼绕组的时间常数；又称为直轴超瞬态短路时间常数。

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(3) 等值电感及时间常数

- 第二阶段，仅考虑励磁绕组中的暂态电流的衰减，称为瞬态阶段或暂态阶段。

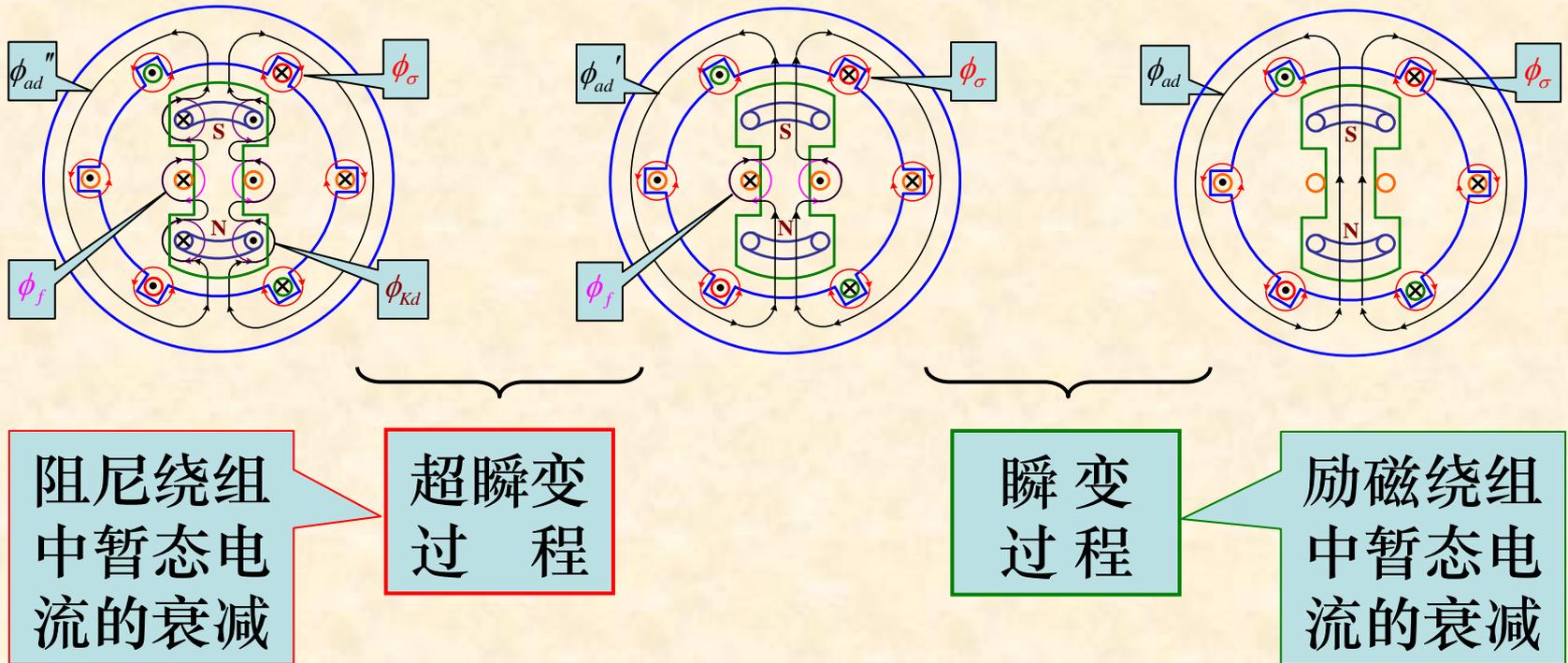


$$L_f' = \frac{x_f'}{\omega} \Rightarrow T_d' = \frac{L_f'}{r_f}$$

T_d' 称为定子绕组短路，阻尼绕组开路，励磁绕组的时间常数；又称为直轴瞬态短路时间常数。

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(4) 不同阶段电枢反应磁通所走路径的比较



- 阻尼与励磁绕组中暂态电流的产生是为了磁通链守恒。

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(5) 突然短路电流周期分量幅值按衰减阶段的分解

$$\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} = \underbrace{\left(\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} - \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d'}\right)}_{\text{超瞬变分量}} + \underbrace{\left(\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d'} - \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d}\right)}_{\text{瞬变分量}} + \underbrace{\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d}}_{\text{稳态分量}}$$

(6) 衰减规律

- 超瞬变分量 $\left(\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} - \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d'}\right)e^{-\frac{t}{T_d''}}$ 最终衰减到 $\rightarrow 0$
- 瞬变分量 $\left(\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d'} - \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T_d'}}$ 最终衰减到 $\rightarrow 0$
- 稳态分量 $\frac{\sqrt{2}E_0}{x_d} \neq 0$

14.4.3 突然短路电流中周期分量的衰减

(6) 三相突然短路电流周期分量表达式

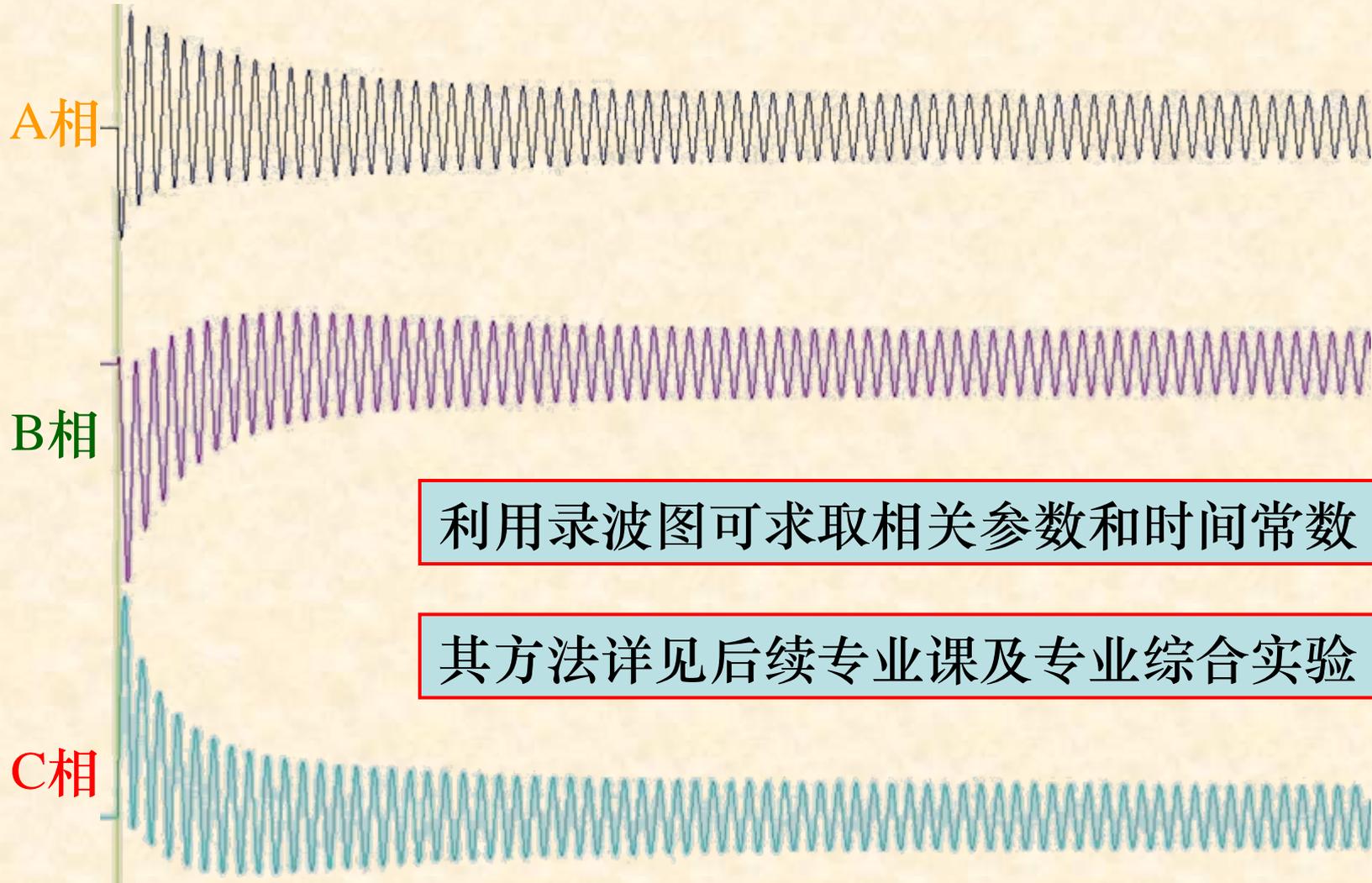
$$\left\{ \begin{aligned} i_{A\sim} &= -\sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_{B\sim} &= -\sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_{C\sim} &= -\sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{aligned} \right.$$

14.4.4 三相对称突然短路电流的最终表达式

由：
$$\begin{cases} i_A = i_{A=} + i_{A\sim} \\ i_B = i_{B=} + i_{B\sim} \\ i_C = i_{C=} + i_{C\sim} \end{cases}$$
 可得：

$$\begin{cases} i_A = \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0) e^{-\frac{t}{T_a}} - \sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0) \\ i_B = \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 120^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} - \sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 120^\circ) \\ i_C = \frac{\sqrt{2}E_0}{x_d''} \cos(\alpha_0 - 240^\circ) e^{-\frac{t}{T_a}} - \sqrt{2}E_0 \left[\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \frac{1}{x_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0 - 240^\circ) \end{cases}$$

14.4.5 三相对称突然短路实际电流录波图



利用录波图可求取相关参数和时间常数

其方法详见后续专业课及专业综合实验

14.5 静测法求取同步电机的暂态参数

14.5.1 实验的基本原理

14.5.2 实验方法及现象

14.5.3 实验分析及计算

参见：GB/T 1029-1993
《三相同步电机试验方法》

14.5.1 实验的基本原理

利用变压器效应模拟同步电机的纵轴和横轴暂态磁场

14.5.2 实验方法及现象

(1) 实验方法

- 同步电机励磁绕组短路，转子无需原动机拖动。
- 电枢绕组（一般为星形接线）任意两相加单相额定频率交流低电压，使电枢电流不大于25%的额定电流。
- 用手缓慢旋动转子，并注意在特定的位置用手稳住转子，测取定子绕组输入电压、输入电流及输入功率。

(2) 实验现象

- 输入电压基本不变，而输入电流和功率忽大忽小。
- 用手将转子转到特定位置时，手感力度明显不同。

14.5.3 实验分析及计算

(1) 实验分析

- 单相交流电源在电机内部建立轴线固定的脉振磁场。
- 用手缓慢转动转子：
 - 当脉振磁场轴线与转子**纵轴**重合时：
 - 转子侧感应电流较大（**原因请同学回答**），反映到定子侧的电流也较大，手感较重；
 - 记此时电压、电流、功率分别为 U_1 、 I_{\max} 和 P_1 。
 - 当脉振磁场轴线与转子**横轴**重合时：
 - 转子侧感应电流较小（**原因请同学回答**），反映到定子侧的电流也较小，手感较轻；
 - 记此时电压、电流、功率分别为 U_2 、 I_{\min} 和 P_2 。

14.5.3 实验分析及计算

(2) 实验计算

- 当脉振磁场轴线与转子纵轴重合

$$z_d'' = \frac{U_1}{I_{\max}} \quad r_d'' = \frac{P_1}{2I_{\max}^2} \quad x_d'' = \sqrt{z_d''^2 - r_d''^2}$$

- 当脉振磁场轴线与转子横轴重合

$$z_q'' = \frac{U_2}{I_{\min}} \quad r_q'' = \frac{P_2}{2I_{\min}^2} \quad x_q'' = \sqrt{z_q''^2 - r_q''^2}$$

- 若同步电机无阻尼绕组，测得的分别为 x_d' 和 x_q' 。

- 显然： $x_q'' > x_d''$ $x_q' > x_d'$

- 注意：暂态d-q参数与稳态d-q参数间的大小关系不同。

14.6 同步发电机突然短路产生的影响

14.6.1 突然短路对发电机的影响

14.6.2 突然短路对电力系统的影响

14.6.1 突然短路对发电机的影响

- (1) 较大的冲击电流产生的电磁力作用在电机定子绕组端部有可能使其变形，危及绕组的绝缘。
- (2) 突然短路产生的电磁转矩引起机组振动，一旦发生机械共振将更加危险，特别是轴系扭振可能将转轴扭断。
- (3) 绕组产生过热现象，但突然短路电流衰减较快，加之必备的保护措施，所以突然短路较大电流引起的热损坏现象很少发生。

14.6.2 突然短路对电力系统的影响

- (1) 线路发生突然短路使得发电机的功率无法送出，而原动机的转矩不能立即降低，结果破坏了转矩平衡，使发电机转速上升而失去同步，最终影响电力系统运行的稳定性。
- (2) 不对称突然短路发生时，在未短路相绕组将产生瞬间过电压现象，其值约为额定电压的2~3倍，结果可使系统过电压。
- (3) 不对称突然短路发生后，定子电流中将产生一系列高次谐波分量，高频电流引起输电线路上的电磁辐射，对无线通讯会产生干扰，故障切除后影响将消失。

本章思考题

- (1) 同步发电机三相突然短路与三相稳态短路的根本区别为何？
- (2) 三相突然短路电流周期性分量比三相稳态短路电流大的根本原因为何？
- (3) 不考虑衰减时，三相突然短路电流中非周期分量及周期分量的大小，与突然短路发生时刻定、转子间的相对位置是否有关？
- (4) 在何种情况下何时三相突然短路电流中何相为最大？
- (5) 三相突然短路电流周期分量及非周期分量衰减的原因及相应的时间常数为何？
- (6) 超瞬变（次暂态）电抗、瞬变（暂态）电抗及稳态同步电抗的意义及大小关系为何？

同步电机部分课后习题

(共 15 题)

习题16 作图题 第2、3题

习题17 计算题 第1、3题

习题18 计算题 第1、2、3题

习题20 计算题 第1、2题

习题21 计算题 第1、2题

习题22 计算题 第3、5题

习题23 计算题 第1、2题