

舰艇电气设备

(上册)

徐启焯 刘信和

海 军 工 程 学 院

一九九五年五月

舰艇电气设备

(上册)

徐启焯 刘信和

海军工程学院

舰艇电气设备

徐启焯 刘健和

海军工程学院教材处 出版

海军工程学院印刷厂 印刷

*

787×1092 毫米·1/16 开本·16.125 印张·375.4 千字

1995 年 9 月第一版第二次印刷 印刷 300 册

院内统一书号(上)95406.11 定价 11.16 元

前 言

“舰艇电气设备”课程是专门学习舰艇上应用的电气设备的课程。

在目前的舰艇上，无论是在航海、武备、观通以及轮机部门，都使用着大量的电气设备，而且这些设备占有越来越重要的地位。电站是舰艇的核心部位之一，担负着对全舰的供电任务；舵机是实现舰艇机动的机械；武器是作战工具，……凡此种种，都是不可缺少的。随着舰艇设备电气化、自动化的不断发展，舰艇上的电气设备将不断增多，对舰艇电工管理人员的要求也不断提高，因此，本课程是电工管理人员必不可少的专业课程。

根据培养目标——水面舰艇机电管理干部，本课程只学习机电部门所管辖的电气设备。基于学习时间所限，此处只针对一些通用的重要的电气设备进行学习，对于特种舰船的特种设备，本课程不予讨论。

本课程上接电工学课。为了便于学习，在本课程中首先要学习设备中所使用的自动控制元件，然后再学习具体的装备。因此，本课程共分六篇：第一篇是自动控制元件；第二篇是舰艇电力拖动装置；第三篇是舰艇电站；第四篇是减摇装置；第五篇是消磁装置；第六篇是舰艇内部通讯装置。

目 录

第一篇 自动控制元件

第一章 两相异步电动机	(1)
第一节 两相伺服电动机的基本结构	(1)
第二节 两相伺服电动机的工作原理	(2)
第三节 两相伺服电动机的机械特性和调节特性	(8)
第二章 测速发电机	(11)
第一节 直流测速发电机	(11)
第二节 交流测速发电机	(13)
第三章 电机放大机	(18)
第一节 电机放大机的工作原理	(18)
第二节 电机放大机的结构特点	(21)
第三节 电机放大机的品质系数	(21)
第四章 回转变压器	(24)
第一节 回转变压器的结构	(24)
第二节 正弦—余弦回转变压器	(25)
第三节 线性回转变压器	(29)
第五章 自整角电机	(32)
第一节 自整角机的结构	(32)
第二节 自整角机的角度传递原理	(33)
第三节 自整角机故障分析	(37)
第四节 自整角机变压器	(45)
第五节 无接触式自整角电机	(46)
第六章 磁放大器	(48)
第一节 简单磁放大器	(48)
第二节 反馈磁放大器	(51)
第三节 有位移的磁放大器	(53)
第四节 内反馈磁放大器	(54)

第二篇 舰艇电力拖动装置

第一章 电动机的应用基础知识..... (59)

第一节 直流电动机的工作特性..... (59)

第二节 异步电动机的工作特性..... (63)

第二章 电动机的起动及控制..... (68)

第一节 直流电动机的起动特性..... (68)

附录一：并激电动机起动电阻的计算..... (70)

第二节 接触器和继电器..... (73)

附录二：船舶电气设备常用符号..... (84)

第三节 电器的调整和维护保养..... (87)

第四节 直流电动机的自动起动线路..... (94)

第五节 交流电动机的自动起动线路..... (101)

第三章 电动机的调速、制动与反转..... (107)

第一节 直流电动机的调速..... (107)

第二节 交流电动机的调速..... (114)

附录一：改变极对数是恒功率调速的推导..... (117)

第三节 直流电动机的制动和反转..... (117)

第四节 异步电动机的制动和反转..... (124)

第四章 空气调节装置、制冷装置和辅助锅炉控制线路..... (126)

第一节 空气调节装置的控制线路..... (126)

第二节 制冷装置控制线路..... (136)

第三节 辅助锅炉的自动控制线路..... (138)

第五章 起锚—系缆装置控制线路..... (149)

第一节 起锚—系缆装置的工作状态和对电力拖动的要求..... (149)

第二节 直流舰艇的锚机控制线路..... (151)

第三节 交流舰艇的锚机控制线路..... (157)

第六章 操舵装置(舵机)控制线路..... (162)

第一节 舵机概述..... (162)

第二节 简单控制舵机电力拖动线路..... (165)

第三节 随动控制舵机的电力拖动线路..... (169)

第四节 自动舵概述..... (170)

第七章 红旗五型 (HQ—5) 自动舵	(173)
第一节 概述	(173)
第二节 航差信号 θ 的检测和变换装置	(177)
第三节 舵角反馈信号的检测和变换装置	(179)
第四节 综合电路和分压电路	(180)
第五节 校正电路—微分控制信号调节	(182)
第六节 放大装置	(185)
第七节 可控硅主回路及其触发电路	(188)
第八节 液压执行装置	(189)
第九节 系统的工作原理	(192)
第十节 其它环节	(196)
第八章 航舵1A型 (HD—1A) 自动舵	(200)
第一节 自动操舵仪的结构	(200)
第二节 信号检测、变换和比较装置	(202)
第三节 放大装置	(205)
第四节 执行机构	(208)
第五节 校正装置	(210)
第六节 特殊环节的工作原理	(220)
第七节 调节装置	(226)
第八节 系统的方框图和工作原理	(229)
第九节 附属装置的工作原理	(238)

第一篇 自动控制元件

本课程的自动控制元件部分包括两相异步电动机、测速发电机、电机放大器、回转变压器、自整角电机和磁放大器的内容。

第一章 两相异步电动机

在计算技术装置和自动装置例如自动舵中，常需把电信号转变成机械信号（角位移或角速度）。这一任务，可以用几瓦至几百瓦功率的，称为执行电动机（或伺服电动机）的微型电机实施。根据所用电源，伺服电动机可分成直流和交流两种。舰艇自动装置多使用交流伺服电动机，而交流伺服电动机则多采用两相异步电动机。本章专门讨论两相异步电动机。

伺服电动机的工作情况：在没有电信号时，电动机的转子静止不动（ $n=0$ ）。输入电信号后，电动机立即旋转，其轴输出角速度或角位移。电信号的相位反了时，电动机的转向也相反。电信号消失后，转子立即自行停止，不需外部的制动装置制动。

下面谈两相伺服电动机的基本结构、工作原理，消除自转和工作特性几个方面进行讨论。

第一节 两相伺服电动机的基本结构

和三相异步电动机一样，两相电动机亦分定子和转子两大部分。在定子铁心上安装有两套在空间互差 90° 电角度的绕组B和K，如图1-1-1所示。绕组B接交流电源 $\dot{U}_B$ ，由它提供激磁，故称为激磁绕组。绕组K上加交流电压 $\dot{U}_K$ ，其幅值和相角均可改变。 $\dot{U}_K$ 称为控制电压。K绕组称为控制绕组。

转子有三种形式：高阻值的鼠笼转子（用青铜、黄铜等高电阻材料制成）；用磁性材料制成的杯形转子（空心转子）；用非磁性材料制成的杯形转子，应用最广泛的是非磁性杯形转子。

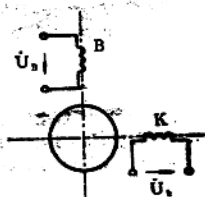


图 1-1-1

非磁性杯形转子电机的结构示意图如图 1-1-2 所示。在机壳内固定着由硅钢片迭成的铁心，称为外定子，其上嵌着两相绕组 B 和 K，通常两绕组的匝数相同。在转子轴上固定一只由铝青铜制成的杯形转子，转子壁厚约 0.3—0.8 毫米，端面厚约 1—2 毫米。杯形转子和转轴一起转动，其作用和鼠笼转子绕组相同。在杯形转子内还装有由硅钢片迭成的铁心，称为内定子，它呈圆柱形，固定在电机一端的端盖上，不能转动。内定子的作用和一般转子的铁心相同，都是为了更好地导磁。采用杯形转子的目的是因为它的惯性小，能很快地起动和停转，并且结构简单，运转平稳而无噪音。

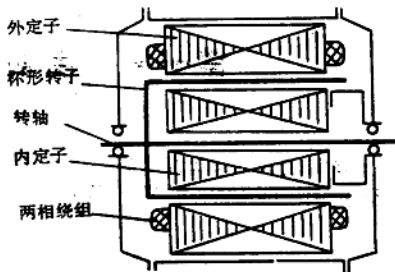


图 1-1-2

我国目前生产的非磁性杯形转子电动机，其电源频率为工频（50周/秒）或中频（300周/秒，400周/秒，427周/秒和500周/秒），同步转速 n_1 在1500~30000转/分之间。

第二节 两相伺服电动机的工作原理

一、如何获得旋转磁场

我们在学习三相异步电动机时知道，当定子三相绕组产生旋转磁场时，转子绕组中将感应出电势，并产生转子电流。转子电流和旋转磁场相互作用，产生电磁转矩，使电动机运转。

要使两相异步电动机旋转，同样也要有旋转磁场。下面我们讨论两相绕组怎样产生旋转磁场的问题。

设在激磁绕组 B 上加上正弦形交流电压 u_B ，

$$u_B = U_B \cos \omega t \quad (1-1-1)$$

在控制绕组 K 上输入落后 $U_B 90^\circ$ 的正弦电压 u_K ，

$$u_K = U_K \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (1-1-2)$$

其中的注脚 m 表示幅值。当电机磁路不饱和时，这些电压认为与它所产生的磁通成正比，即

$$\varphi_B = \phi_B \cos(\omega t - \theta)$$

$$\varphi_K = \phi_K \cos(\omega t - \theta - 90^\circ) \quad (1-1-3)$$

其中 θ 是电压和磁通之间的相角差。

由于 φ_B 和 φ_K 轴线在空间相差 90° ，其合成磁通的瞬时值 φ 可由 φ_B 和 φ_K （都是瞬时值）的向量和求得，

$$\varphi = \sqrt{\varphi_B^2 + \varphi_K^2}$$

$$\varphi = \sqrt{\phi_{Bm}^2 \cos^2(\omega t - \theta) + \phi_{Km}^2 \cos^2(\omega t - \theta - 90^\circ)} \quad (1-1-4)$$

若两磁通的幅值相等，即 $\phi_{Bm} = \phi_{Km} = \phi_m$ ，则合成磁通是

$$\varphi = \phi_m \sqrt{\cos^2(\omega t - \theta) + \sin^2(\omega t - \theta)} = \phi_m \quad (1-1-4a)$$

上式说明，合成磁通 φ 的数值是恒定不变的，如图 1-1-3 所示。 φ 的方向用它与 φ_B 轴线之间的夹角 α 表示，则

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= \frac{\varphi_K}{\varphi_B} = \frac{\phi_m \cos(\omega t - \theta - 90^\circ)}{\phi_m \cos(\omega t - \theta)} = \frac{\sin(\omega t - \theta)}{\cos(\omega t - \theta)} \\ &= \operatorname{tg}(\omega t - \theta) \end{aligned}$$

所以

$$\alpha = \omega t - \theta \quad (1-1-5)$$

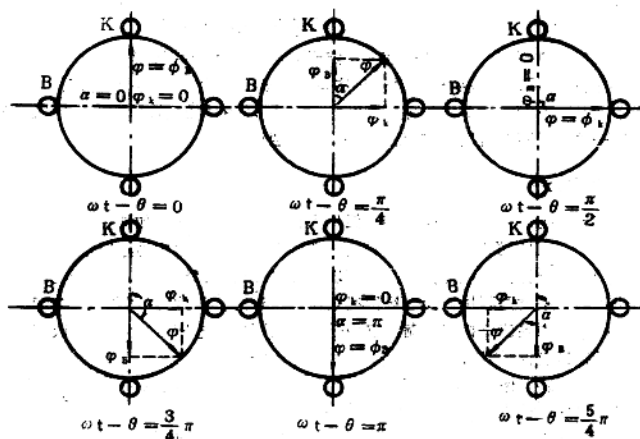


图 1-1-3

从 (1-1-5) 式可以看出， α 角与 ωt 角呈线性关系。因此合成磁通 φ 是一个恒速的旋转磁场，其旋转速度正比于脉振磁场的脉振频率 f ($2\pi f = \omega$)。在极对数 $p = 1$ 时，脉振磁场脉振一次，磁通 φ 旋转一周。旋转磁场的旋转方向是从超前磁通 φ_B 转向落后磁通 φ_K 的。

在极对数 $p = 2$ 时，脉振磁场脉振一次，磁通 φ 旋转 $\frac{1}{2}$ 周。推而广之，在极对数为 p 时，脉振磁场脉振一次，磁通 φ 旋转 $\frac{1}{p}$ 周。

因此，如果控制电压 U_K 反相，即使 φ_K 超前 φ_B 90° ，旋转磁场 φ 的旋转方向便反转过来了。如图 1-1-4 所示。

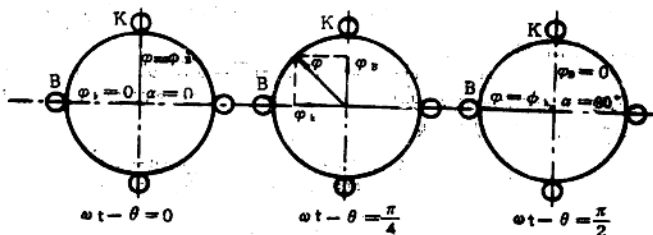


图 1-1-4

归纳上述可见，当 φ_B 和 φ_K 在相位上相差 90° 且其幅值相等 ($\dot{\phi}_{Bm} = \dot{\phi}_{Km}$) 时，合成磁通的数值恒定不变，它的旋转速度决定于 φ_B 、 φ_K 的脉振频率；它的转向随 φ_B 和 φ_K 的相位关系而异。合成磁通向量的轨迹是一个圆，故称为圆形旋转磁场。

当 φ_B 和 φ_K 不同相但其相位差不是 90° ，或者它们的幅值不相等时，合成磁场的情况要复杂一些，但不难证明，它仍然是一个旋转磁场。

二、控制方法

有了旋转磁场，电动机便能旋转。但作为自动装置的元件，如何控制其转速呢？根据 $e = B l v$ 和 $F = B l i$ 可知，改变磁场情况，就可改变转子导体中的感应电势 e 和电流 i 以及作用于转子导体上的电磁力 F ，即可以改变电磁转矩 M 的大小，从而改变电动机的转速。两相电动机就是利用改变磁场情况来控制转速的。具体的控制方法有三种，幅值控制，相位控制和幅值—相位控制，它们是通过改变控制电压 $\dot{U}_K$ 的幅值或改变 $\dot{U}_K$ 相对于 $\dot{U}_B$ 的相位来进行控制的。

1. 幅值控制：保持激磁电压 $\dot{U}_B$ 和控制电压 $\dot{U}_K$ 之间的相位差角不变，用改变 $\dot{U}_K$ 的幅值来控制电动机的转速，叫做幅值控制。

2. 相位控制：保持 $\dot{U}_B$ 和 $\dot{U}_K$ 的幅值不变，改变二者之间的相角差来进行控制，叫做相位控制。前面所说的 $\dot{U}_K$ 从落后 $\dot{U}_B 90^\circ$ 变为超前 $\dot{U}_B 90^\circ$ ，使旋转磁场反转就是一例。

3. 幅值—相位控制：是兼用上述两种控制方法，其控制原理线路如图 1-1-5 所示。由图可见，它利用电容器 C 使两绕组的电压移相，并利用电位器 R 来改变控制电压 $\dot{U}_K$ 的幅值。当 $\dot{U}_K$ 改变时， ϕ_K 改变。由于两绕组通过转子有电磁的耦合，因此当 $\dot{U}_K$ 改变时，将引起 $\dot{I}_B$ 改变，

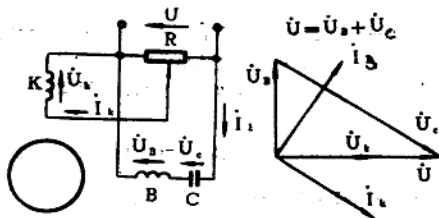


图 1-1-5

于是电压 $\dot{U}_B$ 和 $\dot{U}_C$ 的相位与大小将在 $\dot{U} = \dot{U}_B + \dot{U}_C$ 的约束下重新分配，即 $\dot{U}_K$ 的幅值以

及 $\dot{U}_K$ 与 $\dot{U}_B$ 之间的相位差都将发生变化, 故称为幅值—相位控制, 或称电容控制。在舰艇上, 广泛应用电容控制的控制方法。

三、椭圆形旋转磁场

假定 $\phi_{Bm} \approx \phi_{Km}$, φ_K 落后于 $\varphi_B 90^\circ$, 由 (1-1-3) 式可得

$$\frac{\varphi_B}{\phi_{Bm}} = \cos(\omega t - \theta)$$

$$\frac{\varphi_K}{\phi_{Km}} = \cos(\omega t - \theta - 90^\circ) = \sin(\omega t - \theta)$$

求上面两式的平方和, 可以得到合成磁通 φ 的轨迹方程式为

$$\frac{\varphi_B^2}{\phi_{Bm}^2} + \frac{\varphi_K^2}{\phi_{Km}^2} = \cos^2(\omega t - \theta) + \sin^2(\omega t - \theta) = 1 \quad (1-1-6)$$

在 $\phi_{Bm} \approx \phi_{Km}$ 时, (1-1-6) 式是一个椭圆方程式, 就是说, 合成磁通 φ 的向量的位置和数值都是变化的。椭圆的短轴和振幅较小的磁通 φ_B 方向一致, 长轴和振幅较大的磁通 φ_K 方向一致, 如图 1-1-6 所示, 这就形成了一个椭圆形旋转磁场。在这种情况下, 如果 $\dot{U}_K$ 增大而大于 $\dot{U}_B$, 整个椭圆磁场任何瞬时的合成磁通 φ 都大于或等于圆形磁场 ($\phi_{Bm} = \phi_{Km}$) 时的磁通。在实际应用的范围内, 它的平均电磁转矩增大, 故转速也较高。反之, 减小 $\dot{U}_K$, 使 $\dot{U}_K < \dot{U}_B$ 时, 合成磁通 φ 在任何瞬时尚都小于或等于圆形磁场的磁通, 故其转矩和转速都比圆形磁场时小。

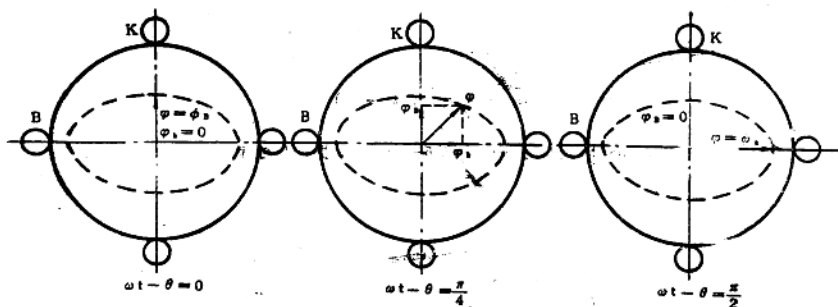


图 1-1-6

和圆形旋转磁场一样, 若使控制电压 $\dot{U}_K$ 超前 $\dot{U}_B 90^\circ$ 时, 椭圆旋转磁场将反转。

至于相位控制, 也可用类似的作图法求出。图 1-1-7 是 $\phi_{Bm} = \phi_{Km}$, φ_B 超前 $\varphi_K 60^\circ$ 时的旋转磁场情况。

幅值—相位控制就是把上述两种控制结合起来, 故也会产生一个椭圆形旋转磁场。

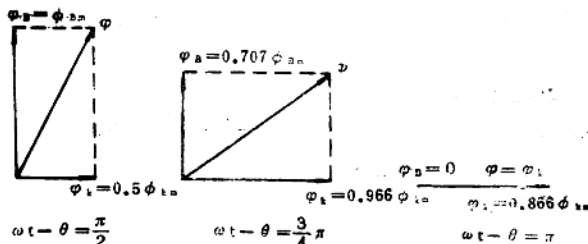


图 1-1-7

四、控制信号 $\dot{U}_k$ 接入前后的现象

1. 未加入控制信号 ($\dot{U}_k = 0$) 时

此时只有激磁磁通 ϕ_m ($\dot{U}_k \neq 0$)。这是一个单相脉振磁场，相当于单相异步电动机的情况。在电工学中我们已知，异步电动机在单相状态下是没有起动转矩的 ($M_0 = 0$)，但是转子电流很大。因此，当电动机静止时，即使 $\dot{U}_k$ 存在，只要不加控制电压 $\dot{U}_k$ ，电动机是不会转动的，即没有角速度或角位移输出。

单相异步电动机没有起动转矩的问题，也可以从旋转磁场的概念导出。利用数学方法我们可以知道，一个脉振向量，可以分解为两个旋转向量。这两个旋转向量的数值等于脉振向量的幅值之半，旋转角速度 ω 和脉振向量的脉振频率相等，但它们的“转向”相反，并且对称于脉振向量的轴线。例如设脉振向量

$$\phi = \phi_m \cos \omega t$$

它可以表示成两个分量之和，

$$\phi = \frac{1}{2} \phi_m \cos \omega t + \frac{1}{2} \phi_m \cos(-\omega t)$$

第一个分量 $\frac{1}{2} \phi_m \cos \omega t$ 可看成是一个旋转向量 ϕ_1 在脉振向量轴线上的投影，向量 ϕ_1

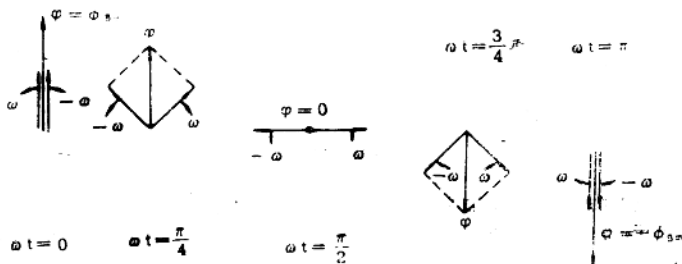


图 1-1-8

的长度等于 $\frac{1}{2}\phi_{m\pm}$ ，它沿顺时针方向旋转，其角速度为 $\omega_1 = \omega$ 。 ϕ 的另一个分量 $\frac{1}{2}\phi_{m\pm}\cos(-\omega t)$ 可看成是另一个旋转向量 ϕ_2 在脉振向量轴线上的投影，向量 ϕ_2 的角速度也等于 $\frac{1}{2}\phi_{m\pm}$ ，它沿逆时针方向旋转，其角速度为 $\omega_2 = -\omega$ 。任何时刻，脉振向量

ϕ 都可看成是由两个旋转向量 ϕ_1 和 ϕ_2 合成的，如图 1-1-8 所示。当 $\omega t = 0$ 时，脉振向量 ϕ 为最大值 $\phi_{m\pm}$ ，这时 ϕ_1 和 ϕ_2 都在脉振向量 ϕ 的位置上，这两个旋转向量之和正好等于 $\phi_{m\pm}$ 。对于其他时刻可以类似地进行分析。

脉振磁场就是一个脉振向量，所以它可以分解为两个数值相等、角速度相同、转向相反、而且对称于脉振磁场轴线的圆形旋转磁场。我们称顺时针旋转 (ω_1) 的磁场 ϕ_1 为正序旋转磁场，逆时针旋转 (ω_2) 的磁场 ϕ_2 称为负序旋转磁场。

从异步电动机的原理可知，转子对每一个旋转磁场的割切都产生电磁转矩。正序旋转磁场使转子产生的电磁转矩用 $M_{(+)}$ 表示；负序旋转磁场使转子产生的转矩用 $M_{(-)}$ 表示。 $M_{(+)}$ 和 $M_{(-)}$ 的方向相反，其机械特性如图 1-1-9 所示。总的转矩为

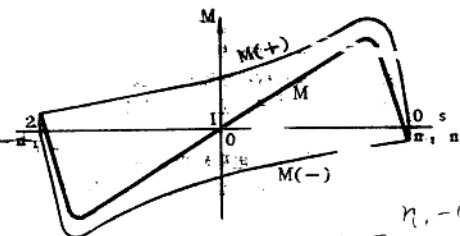


图 1-1-9

图 1-1-9 所示。总的转矩为

$$M = M_{(+)} + M_{(-)}$$

从图上可看出，当 $n = 0$ 时， $M = 0$ 。就是说，它没有起动转矩。这和电工学中分析的结论是一致的。

两相异步电动机作为控制元件使用， $\dot{U}_K = 0$ 是它的一种工作状态。但此时转子的电流很大，对此必须加以限制，才能保证正常使用。所以两相异步电动机通常都造成具有较大的转子电阻（后面将说明，增大转子电阻还有更为重要的作用）。

2. 加上控制信号 $\dot{U}_K$ 后，电动机变成两相电机。此时在气隙中产生的是旋转磁场（圆形或椭圆形），它和转子有相对转动，转子上产生电磁转矩，使电动机转动起来，输出角速度或角位移。

五、自转现象的消除

电动机转动起来后，如果去掉控制信号 $\dot{U}_K$ ，电动机即变成单相运行。从图 1-1-9 上可见，在 $n \neq 0$ 时，总转矩 $M \neq 0$ ，且 M 与 n 同向，它驱动转子继续旋转。这就是所谓的自转现象。

两相电动机的自转现象不符合去掉控制信号立即停转的要求。如果能使电动机在单相运行时所产生的总转矩 M 与转速 n 反向，即成为制动转矩，电动机就会立刻停转。

采用加大转子电阻（用电阻率大的材料制造转子）的方法可以使单相电动机在 $n \neq$

0 时产生制动电磁转矩, 这一点是和限制起动时的转子电流的要求相一致的。由于转子电阻很大, 转子电路近似于纯电阻电路。因此, 转子电流 I_2 近似地仅决定于转子电势 E_2 ($I_2 = \frac{E_2}{Z_2} \approx \frac{E_2}{r_2}$)。从电工学知,

$$E_2 = 4.44 f_2 W_2 \phi_m = 4.44 f_1 W_2 \phi_m S$$

其中转子频率 $f_2 = S f_1$, 因为旋转磁场 ϕ_m 近似不变, 电源频率 f_1 和转子绕组匝数 W_2 是恒值, 所以转子电势 E_2 正比于旋转磁场和转子转速之间的转差率 S 。

对于正序旋转磁场, $\omega_1 = 2\pi f_1$, 它在转子绕组中产生的 E_2 和转差率 S 成正比, 即其 I_2 和 S 成正比。由转矩公式

$$M = K \phi_m I_2 \approx K \phi_m I_2$$

得知, M 和电流 I_2 成正比。因此, $M_{(+)}$ 和 S 近于线性, 如图 1-1-10 所示。

对于负序旋转磁场, 其角速度 $\omega_2 = -\omega_1$ 。因此, 和图 1-1-9 的分析一样, $M_{(-)}$ 和 $M_{(+)}$ 方向相反, 其机械特性和正序旋转磁场所对应的机械特性对称于原点 0, 如图 1-1-10 所示。

因此, 电动机的总的电磁转矩 $M = M_{(+)} + M_{(-)}$, 如图 1-1-10 的实线的形状。由图可见, 电动机在整个单相运行范围内, 总转矩 M 都是和转速 n 反向的, 即为制动转矩。故它连同负载转矩一起, 可以使电动机迅速自行停转, 从而消除了自转现象。

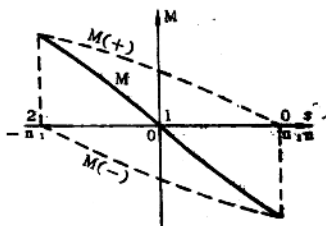


图 1-1-10

第三节 两相伺服电动机的机械特性和调节特性

一、机械特性 $n = f(M)$

通用异步电动机的机械特性示于图 1-1-11 的曲线 1。它的稳定运行范围很小 (在 $0 < S < s_m$, 即在 n' 至 n_1 的范围内)。伺服电动机由于转子电阻较大, 转差率 s 移到第二象限, 故其特性如曲线 2 所示, 其稳定运行范围扩大到从 0 至 n_1 之间, 同时还加大启动转矩 M_0 。

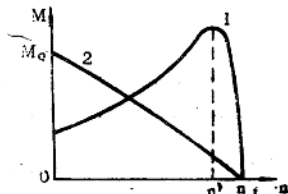


图 1-1-11

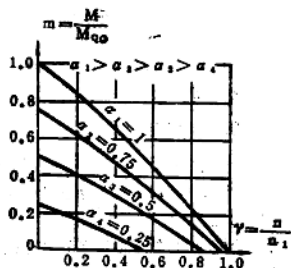


图 1-1-12

当调节控制信号 U_K 时, 旋转磁场的形状(椭圆度)发生变化, 机械特性也随之变化。为说明其变化情况, 我们用圆形旋转磁场的情况作基准, 与调节 U_K 后的椭圆形磁场的情况进行比较。

引入信号系数 $\alpha = \frac{U_K}{U_B}$ 。若 B、K 两绕组的匝数相同, 则 U_K 和 U_B 之比, 可以认为是 ϕ_K 和 ϕ_B 两磁通的幅值之比。显然, 当 $U_K = U_B$ 时, $\alpha = 1$, 是个圆形磁场; $U_K \neq U_B$ 时, $\alpha \neq 1$, 是个椭圆形旋转磁场。在 U_K 和 U_B 相差 90° 的情形下作幅值控制, 可以得到用相对值表示的机械特性族, 如图 1—1—12 所示。图中, M_{00} 是圆形旋转磁场的起动转矩值, n_1 是同步转速。

从图可见, 在同一相对转速 γ 下, 当 U_K 减小时, $\alpha < 1$, 其电磁转矩较圆形磁场时为小, m 也减小。 α 越小, 旋转磁场的椭圆度越大; m 也越小。

我们知道, 一个脉振磁场可以分解为两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁场。在两相电机中, 两个脉振磁场可分别分解为对称于本绕组轴线的两个圆形旋转磁场。当 ϕ_B 和 ϕ_K 幅值相同 ($\alpha = 1$) 时, 两个正序磁场同向迭加, 其值为恒定的 ϕ , 即 $\phi = \phi_B = \phi_K$ (I—1—8)

两个负序磁场大小相等而方向相反, 它们互相抵消。故总磁场是一个圆形旋转磁场 (图

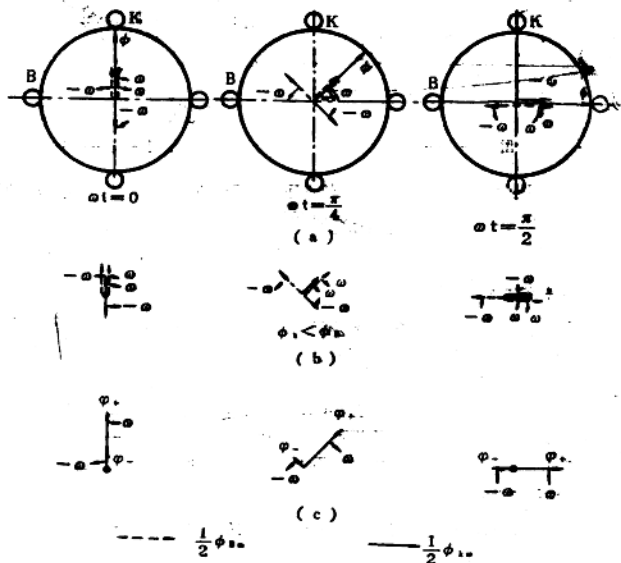


图 1—1—13

1—1—13 a. 其中虚线箭头表示激磁磁通幅值之半 $\frac{1}{2}\phi_{Bm}$, 实线箭头表示控制绕组磁通的幅值之半 $\frac{1}{2}\phi_{Km}$ 。这和以前分析的结果是一样的。如果 ϕ_B 和 ϕ_K 的幅值不同, 例如 $\alpha < 1$ ($U_K < U_B$), 两个正序磁场仍然相加, 合成的正序磁场 ϕ_+ 为

$$\phi_+ = \frac{1}{2}(\phi_{Bm} + \phi_{Km}) < \phi_{Bm} \quad (1-1-9a)$$

仍是常数值, 即是一个正序的圆形旋转磁场。两个负序磁场不能完全抵消, 合成的磁场 ϕ_- 为

$$\phi_- = \frac{1}{2}(\phi_{Bm} - \phi_{Km}) \quad (1-1-9b)$$

也是一个常数值, 构成一个负序圆形旋转磁场 (图 1—1—13 b 和 c)。正序圆形磁场 ϕ_+ 在转子上产生正序转矩 M_+ , 负序磁场 ϕ_- 产生负序转矩 M_- , 二者方向相反 (图 1—1—14), 故合成转矩

$$M = M_+ + M_- < M_+$$

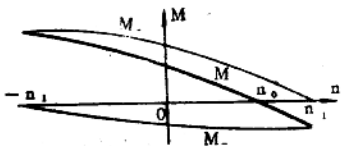


图 1—1—14

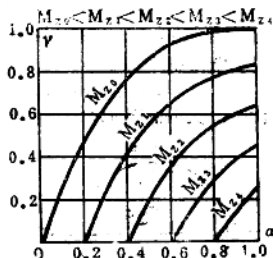


图 1—1—15

将小于 M_+ 。从图上可见, 在椭圆磁场的情况下, 由于负序转矩 M_- 的存在, 电动机的空载转速 n_0 将小于圆形磁场时的理想空载转速 n_1 。 α 越小时, M_+ 越小而 M_- 越大, 空载转速 n_0 亦越低, 故在图 1—1—12 中, $m=0$ 时 γ 小于 1。

二、调节特性 $\alpha = f(U_K)$

调节特性是指电动机的负载转矩 M_z 不变的情况下, 转速 n 和控制电压 U_K 之间的关系。用相对值表示时, 就是 $m = \text{常数}$ 下, $\gamma = f(\alpha)$ 。根据图 1—1—12 的机械特性, 可以绘出电动机的调节特性如图 1—1—15 所示, 其中 $M_{z0} = 0$ 。

对于电动机的调节性能, 我们希望其调节特性尽可能是直线, 即希望转速 γ 和信号系数 α 间呈线性关系, 以保证自动控制系统的准确调节。但从图 1—1—15 中我们看到, 调节特性并非线性, 只有在 γ 和 α 都不大时才近似线性。因此, 应该使电动机工作在 α 和 γ 都不大的一段范围内。

对于 $\gamma = \frac{n}{n_1}$, 可以用提高电源频率来满足上述要求。因为对于同一工作转速范围 n , 当电源频率为 50 周/秒时, 同步转速 $n_1 = 3000$ 转/分 (设极对数 $p = 1$), 而当频率为 500 周/秒时, $n_1 = 30000$ 转/分。显然, 后者的 γ 比前者的要小得多。