

高等学校交流讲义

# 控制电机

西安交通大学电机与电器教研组编

内部教材



中国工业出版社

4

高等学校交流讲义



# 控制电机

西安交通大学电机与电器教研组编

中国工业出版社

本讲义着重阐述了各种控制用电机，电机放大机，伺服电动机，测速发电机，自整角机和週轉变压器的结构特点、作用原理和工作特性。此外并对一些航空用的小容量直流电机和在自动装置及其它装置中用的小容量同步电动机作了一般的介绍。

本讲义供电机制造专业或电机电器制造专业作为 [控制电机] 的教材，也可供其他有关专业学生作为参考。

## 控制电机

西安交通大学电机与电器教研组编

\*

中国工业出版社出版（北京佟麟阁路丙10号）  
（北京市书刊出版事业许可证出字第110号）

机工印刷厂印刷

新华书店科技发行所发行·各地新华书店经售

\*

开本  $787 \times 1092 \frac{1}{16}$  · 印张  $8 \frac{1}{2}$  · 字数 196,000  
1961年8月北京第一版·1961年8月北京第一次印刷  
印数 0,001—3,033 · 定价(10-6)1.05元  
统一书号: 15165·624(一机-117)

# 目 录

前言.....	5	3-4 飞机上用的小容量直流发电机.....	56
第一章 交軸磁場电机放大机.....	6	3-5 无綫电用发电机.....	58
1-1 概述.....	6	3-6 小容量单樞直流变换机.....	59
1-2 交軸磁場电机放大机的工作原理.....	6	第四章 交流伺服电动机和交流测速发	
1-3 放大系数、時間常数及品质系数.....	7	电机.....	61
1-4 空載特性.....	9	4-1 概述.....	61
1-5 外特性.....	11	4-2 交流伺服电动机的結構、作用原理和接	
1-6 交軸磁場电机放大机动特性的基本关系.....	12	綫图.....	61
1-7 补偿繞組閉合迴路对动特性的影响.....	14	4-3 交流伺服电动机的等效綫路图及其参数.....	63
1-8 交軸去磁作用对动特性的影响.....	15	4-4 交流伺服电动机的电流、功率及轉矩.....	66
1-9 負載电流对放大机动特性的影响.....	18	4-5 产生圆形磁場的条件.....	67
1-10 $q$ 軸磁路計算.....	20	4-6 理想伺服电动机振幅控制时的特性.....	69
1-11 $d$ 軸磁路計算.....	23	4-7 理想伺服电动机振幅控制时的控制功	
1-12 补偿繞組設計.....	24	率、激磁功率及机械功率.....	71
1-13 电樞鉄耗去磁磁势.....	25	4-8 实际伺服电动机振幅控制时的特性.....	72
1-14 换向电流去磁磁势.....	28	4-9 实际伺服电动机振幅控制时的控制功	
1-15 時間常数的計算.....	30	率、激磁功率、功率因数、有效功	
1-16 交軸磁場电机放大机在电动机状态		率及效率.....	74
下的基本工作原理及特性.....	31	4-10 实际伺服电动机相位控制时的特性.....	77
1-17 交軸换向去磁及鉄耗去磁对机械特性		4-11 在激磁迴路接有电容器时的伺服电动	
的影响.....	34	机的特性.....	79
第二章 纵軸磁場自激电机放大机.....	36	4-12 电容伺服电动机的控制功率、激磁功	
2-1 单級纵軸磁場自激电机放大机的作用		率、功率因数、有功功率、效率和	
原理.....	36	电容器两端的电压.....	82
2-2 单級纵軸磁場自激电机放大机的临界自		4-13 伺服电动机三种控制方法的比較.....	85
激条件.....	37	4-14 轉子电阻对于伺服电动机特性的影响.....	86
2-3 影响单級放大机性能的一些因素.....	38	4-15 交流测速发电机作用原理.....	88
2-4 单級纵軸磁場自激电机放大机的時間常		4-16 交流测速发电机輸出特性方程式.....	89
数与放大系数.....	38	第五章 自整角电机.....	93
2-5 兩級纵軸磁場自激电机放大机概述.....	39	5-1 概述.....	93
2-6 兩級纵軸磁場自激电机放大机的工作原		5-2 三相自整角机.....	93
理及繞組的結構形式.....	40	5-3 单相自整角机結構概述.....	94
2-7 兩級纵軸自激电机放大机的基本性能与		5-4 单相自整角机的工作原理.....	96
等值电路.....	42	5-5 标么制及原标幺換.....	97
2-8 兩級纵軸磁場电机放大机的动特性.....	43	5-6 相对于 $d$ 、 $q$ 軸綫轉过角 $\delta$ 之 $d_1$ 、 $q_1$ 軸綫	
第三章 小容量直流电机.....	45	上自整角电机的电势及轉矩方程式.....	102
3-1 小容量直流电动机.....	45	5-7 在任意失調角下, 成对的单相自整角机	
3-2 直流伺服电动机.....	49	的工作情况.....	103
3-3 直流测速发电机.....	55	5-8 单相自整角接收机的并联运行.....	110

5-9 变压器工作状态下单相自整角机的工作原理 .....	111	6-7 定子集中繞組的脉冲电动机 .....	123
5-10 差动式自整角机 .....	113	6-8 定子分布繞組的脉冲电动机 .....	125
5-11 无接触式自整角机 .....	114	<b>第七章 迴轉變压器</b> .....	128
<b>第六章 小容量同步电动机</b> .....	116	7-1 概述 .....	128
6-1 概述 .....	116	7-2 正弦迴轉變压器 .....	129
6-2 反应式同步电动机 .....	116	7-3 正弦-余弦迴轉變压器 .....	130
6-3 具有凸极定子及一个激磁繞組的小容量单相反应式电动机 .....	118	7-4 綫性迴轉變压器 .....	131
6-4 减速反应式电动机 .....	119	7-5 比例式迴轉變压器 .....	132
6-5 磁滞电动机 .....	120	7-6 迴轉變压器的应用举例 .....	133
6-6 脉冲电动机概述 .....	123	7-7 迴轉變压器定子及轉子的繞組 .....	134
		<b>参考文献</b> .....	136

## 前 言

由于科学技术的飞跃发展，在近代工业及新的科学技术部門都愈来愈广泛地采用了自动控制的生产过程及伺服机构。它不仅大大減輕了人們繁重的体力劳动，提高了劳动生产率和产品质量，并且由于自动控制系統的日益完善和精密，更促进了新的尖端技术的发展；同时，随着自动控制系統的日益广泛地采用，对控制用电机的要求不論在数量或质量上亦不断提高。因而它在现代技术部門中占有重要的地位。不論在国外和我国都有專門的工厂和科学研究机构从事控制用电机的生产和研究。目前在各高等工业学校的电机专业已大多增設了〔控制电机〕这門課程。

本讲义是西安交通大学电机与电器制造教研組何秀偉、汪国梁、励鶴鳴同志在1959年为电机专业开設的〔控制电机〕而編写的。讲义内容着重的介紹了各种控制用电动机：电机放大机、伺服电动机、测速发电机、自整角电机及迴轉變压器的作用原理、工作特性及結構特点。此外并对一些航空及其它装置中用的小容量直流电机和同步电动机作了一般的介紹。我們认为内容基本符合教学大綱要求，可作为电机专业〔控制电机〕課程的教材。

本书第四章交流伺服电动机和测速发电机与第七章迴轉變压器，引用了Ю. С. Чечет著的“自动装置用微电动”一书，讲义中第五章自正角机引用了由Д. П. Мкртчян, В. В. Хрущев等著的“单相自正角机”一书的部分内容。

由于本讲义仅使用过一次，未能广泛吸收各方面的意見加以修訂，这次付印前的校审工作亦由于時間所限而不能仔細詳尽，因之我們誠懇地希望广大讀者在教学过程中随时提出宝贵的意見。

# 第一章 交軸磁場电机放大机

## 1-1 概 述

交軸磁場电机放大机（简称放大机）是自动控制中一个很重要的元件。它可以达到利用小功率、弱电流来控制大功率、强电流系統的目的，使控制系統連續地完成它既定的工作任务，如使电动机自动地启动、反轉、制动、調速或維持某量为定值或使某量按一定規律变化等等。在生产过程中采用了自动化以后，不仅可以大大減輕人們繁重的劳动，而且可以降低产品成本，提高产品质量以及使劳动生产率得到很快的增长。但整个自动控制系統的好坏，它的准确性与可靠性在一定程度上取决于系統中各元件的特性。因此，系統对放大机便提出了一系列的要求，最重要的有下列三点：

1. 放大系数要大；
2. 時間常数要小；
- 3 工作稳定。

在各个不同工业部門的自动控制中，放大机被用作为：

1. 当直流电动机額定功率不超过几个瓩时，放大机可以直接供电給电动机；
2. 当直流发电机額定功率不超过几百瓩时，放大机可以作为励磁机运行；
3. 当直流发电机額定功率为几千瓩时，放大机可以作为付励磁机运行；
4. 放大机还可以作为要求快速变动負荷的同步电动机的励磁机与要求自动調整电压的同步发电机的励磁机。

放大机虽然能很好地滿足自动控制系統的要求，但它存在着下列缺点：

1. 剩磁电压大，使控制系統复杂化；
2. 磁滯环較寬，使工作特性不稳定；
3. 成本較高；
4. 容量受到限制，現在我国生产的 ZKK 放大机系列最大容量約 11KBT。

## 1-2 交軸磁場电机放大机的工作原理

放大机工作原理图如图 (1-1) 所示。

在控制繞組  $\psi$  上加上电压  $u$ ，后，便产生电流  $I_{\psi}$ ，因而产生磁通  $\phi_{\psi}$ ，电樞在此磁通  $\phi_{\psi}$  中旋轉，根据一般直流机的概念，可知在与  $\phi_{\psi}$  成  $90^{\circ}$  夹角的  $q$  軸感生电势  $E_q$ 。在放大机中  $q$  軸电刷是处于短路状态下，因而在电樞中便产生电流  $I_q$ ， $I_q$  的作用是在放大机  $q$  軸产生磁通  $\phi_q$ ，由  $\phi_q$  再在  $d$  軸感生电势  $E_d$ 。即为放大机在空載时的簡單工作情况；若将直軸  $d$ — $d$  碳刷与外电路联接，則放大机有电能輸出。直軸迴路电流  $I_d$  同样流过电樞繞組产生直軸电樞反应磁势，这个磁势的方向恰好与控制繞組磁势方向相反，即起去磁作用。为了使放大机能正常地进行工作，在定子上必須安装补偿繞組，与直軸  $d$ — $d$  迴路串联，使它产生的磁势与直軸电樞反应磁势大小相等，方向相反，互相抵消。又因考虑到放大机在以后

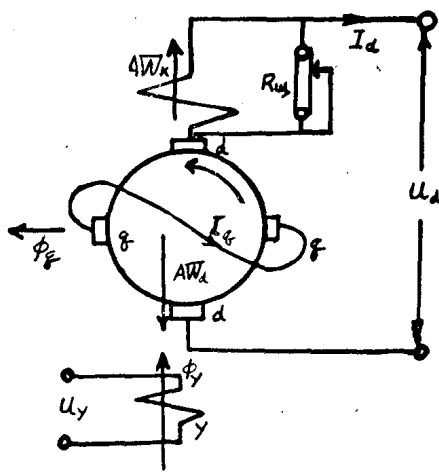


图 1-1

运行时要求调节补偿程度，一般设计补偿绕组容量总比电枢绕组为大，而用并联电阻  $R_u$  来调节所必需的补偿程度。一般在交轴不装附加极，但在直轴因电枢电流较大，故与附加极绕组串联以改善直轴的换向过程。即为放大机在负载时的工作情况。为了实现多绕组的控制，放大机中控制绕组数目一般为 4 个，但亦有 2 个或 3 个的。

### 1-3 放大系数、时间常数及品质系数

#### 1 放大系数

放大机的放大系数有两种，即功率放大系数与电压放大系数。在放大机中，控制绕组与  $q$  轴迴路组成第一级， $q$  轴迴路与  $d$  轴输出迴路组成第二级，第一级功率放大系数是：

$$m_{p1} = I_q^2 R_q / I_y^2 R_y \tag{1-1}$$

第二级功率放大系数是：

$$m_{p2} = I_d u_d / I_q^2 R_q \tag{1-2}$$

总的功率放大系数为：

$$m_p = m_{p1} m_{p2} = \frac{I_q^2 R_q}{I_y^2 R_y} \frac{u_d I_d}{I_q^2 R_q} = \frac{I_d u_d}{I_y^2 R_y} \tag{1-3}$$

式中  $R_q$ —— $q$  轴迴路总电阻； $R_y$ ——控制绕组电阻； $u_d$ ——直轴输出电压。

功率放大系数是放大机的重要性能之一。目前我国生产的放大机容量从 0.2 瓩到 11 瓩，而控制绕组的消耗功率为 0.25~0.9 瓦，功率放大系数，大致是：1000 到 20000 左右。

假如放大机是电阻负载则：

$$m_p = \frac{\left( \frac{E_d}{R_d + R_H} \right)^2 R_H}{I_y^2} \tag{1-4}$$

从式中可以看出：功率放大系数随负载电阻  $R_H$  而改变。在  $R_H = R_d$  时  $m_p$  达到最大值。但在一般情况下， $R_H \gg R_d$ ， $m_p$  与  $I_d$  的关系示于图 (1-2) 中。

放大机的电压放大系数是输出电压与输入电压之比即：

$$m_u = \frac{u_d}{u_y} \circ$$

从前面所述的工作原理可以看出，放大机就相当于两个直流发电机的串联联接，在放大机中  $I_q$  相当于输出电压  $u_d$  的激磁电流，它在  $q$  轴迴路中流通，由于这迴路的电阻甚小，因而只要一个微弱的磁通  $\phi_y$  就能产生相当大的  $I_q$ ，所以这种结构形式的直流发电机能得到比较大的放大系数。

放大很多倍的放大机的输出功率完全是由电动机轴上送给放大机的机械功率转变而来。

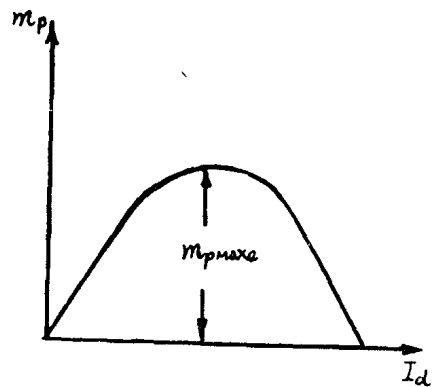


图 1-2



## 2 時間常數

由于結構上的某些特点使得在放大机中時間常數比一般直流发电机小很多倍，時間常數的公式为：

$$T = \frac{L}{R} = \frac{W_{sg}^2 \Lambda}{\rho \frac{W l_w}{S}} \quad (1-5)$$

式中  $W_{sg} = K_w W$ ； $K_w$ ——繞組系数； $\Lambda$ ——磁導； $W$ ——匝數； $l_w$ ——每匝長度； $S$ ——導線截面； $\rho$ ——銅的电阻系数；經過化簡之后得：

$$T = \frac{K_w^2 W \Lambda S}{\rho l_w} = \frac{K_w^2}{\rho \gamma} \left( \frac{G}{l_w} \right) \left( \frac{\Lambda}{l_w} \right) = \frac{K_w^2}{\rho \gamma} g \lambda \quad (1-6)$$

式中  $\gamma$ ——密度； $g, \lambda$ ——單位長度的銅重及磁導。在放大机中最重要的時間常數是控制繞組的時間常數  $T_y$  及  $q$  軸迴路的时间常數  $T_q$ ，一般控制繞組重量很輕，根据式 (1-6) 可知  $T_y$  一定很小。而  $q$  軸迴路是在轉子上，重量亦較輕，再加上繞組系数很小，所以時間常數亦較小。以 2.5KBT、230 伏、3000 轉/分的电机放大机 ЭМВ-25-3000 为例，則  $T_y = 0.05$  秒， $T_q = 0.02$  秒。

## 3 品质系数

系統对放大机的要求是放大系数大而時間常數小，但在放大机中对这两个参数的要求是有矛盾的，即在要求放大系数大的同时，時間常數亦会变大，假如要求時間常數小，則放大系数亦会自行变小，这可以从下面的証明看出。

对于放大机的第一級而言：

$$P_y = I_y^2 R_y;$$

$$P_q = E_q I_q = \frac{P_n}{60} \frac{N}{a} I_q \phi_y 10^{-8};$$

$$\begin{aligned} m_{p1} &= \frac{P_q}{P_y} = \frac{P_n}{60} \frac{N}{a} I_q \phi_y 10^{-8} \frac{1}{I_y^2 R_y} \\ &= 4 \frac{P_n}{60} \frac{P W_y \phi_y \sigma_y 10^{-8}}{I_y R_y} \frac{1}{\sigma_y} \frac{I_q N}{I_y W_y} = \frac{2\omega}{\pi} \frac{T_y}{\sigma_y} \frac{AW_q}{AW_y} \end{aligned}$$

式中  $p$ ——极对数； $n$ ——轉速； $N$ ——电樞总导体数； $a$ ——并联支路对数； $\omega$ ——角速度； $T_y$ ——控制繞組的时间常數； $\sigma_y$ ——控制繞組漏磁系数； $AW_q$ 、 $AW_y$ ——分别为  $q$  軸迴路及控制繞組每对极的安匝數。

对于放大机的第二級亦可如上面方法求出：

$$m_{p2} = \frac{2\omega}{\pi} \frac{T_q}{\sigma_q} \frac{AW_d}{AW_q}$$

所以

$$m_p = m_{p1} \cdot m_{p2} = \frac{4\omega^2}{\pi^2} \frac{AW_d}{AW_y} \frac{T_q T_y}{\sigma_y \sigma_q} \quad (1-7)$$

从式 (1-7) 可以看出，对放大系数与時間常數的要求是矛盾的。因此，它們单独都不能表明放大机性能的好坏，而以放大系数与時間常數的比值即所謂品质系数

$$\xi = \frac{m_p}{T_q T_y} = \frac{4\omega^2}{\pi^2} \frac{AW_d}{AW_y} \frac{1}{\sigma_y \sigma_q} \quad (1-8)$$

来表示放大机的质量。当品质系数愈大时，該放大机的性能也愈好。

前面在分析放大机的放大系数、时间常数及品质系数时，略去一个很重要的因素，即未考虑换向去磁效应与铁耗去磁效应的影响。如前所述，在放大机中  $q$  轴是不装附加极的，电流  $I_q$  的换向是处于延滞状态之下。从图[1-3(b)]中，可以清楚地看出，在直线换向时， $q$  轴磁势的轴綫是在电刷中心，对控制繞組磁势无任何去磁作用。如果假定在一个极限情况，电枢电流一直到离开电刷时才改变方向，如图[1-3(b)]，则  $q$  轴磁势的轴綫便移到

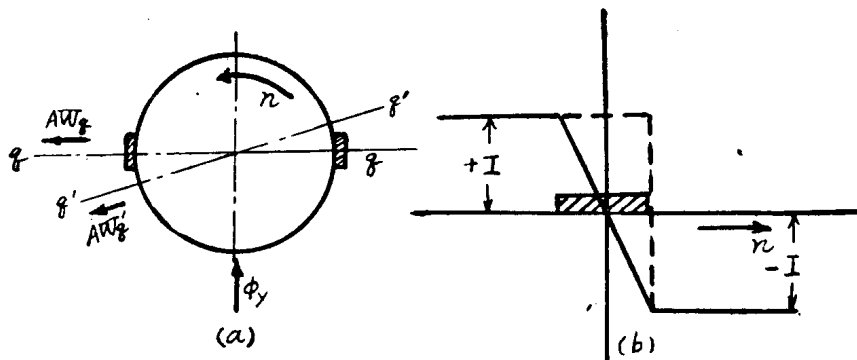


图 1-3

电刷边缘，因而产生去磁作用，见图[1-3(a)]。同样地如果对铁耗特性进行分析，亦可发现它也有去磁作用（详细分析见后）。换向去磁及铁耗去磁的精确计算是十分困难的，但可用下面一个近似公式来表示已足够准确，换向及铁耗去磁磁势

$$AW_{qy} = A\omega I_{q0} \quad (1-9)$$

式中  $A$ ——常数； $\omega$ ——角速度； $I_q$ —— $q$  轴电流。

就绝对值而言， $AW_{qy}$  是不大的，在  $\Sigma MY-25-3000$  中约为 30-40 安匝，但放大机在  $d$  轴是弱磁场，因而相对数值便可可观了，约为产生磁通  $\phi_y$  那一部分磁势的 3~4 倍，所以对放大机性能有着很大的影响。影响的大小及性质详见后叙，此处唯一可以提到的只是放大系数与时间常数矛盾的性质并不因  $q$  轴去磁效应的存在而有所改变，只不过品质系数的大小将要受到一些影响而已。

## 1-4 空载特性

在放大机中存在着下面四个基本关系式：

$$E_q = I_q R_q = C \omega \phi_d; \quad (1-10)$$

$$E_d = I_d R_d + u_d = C \omega \phi_q; \quad (1-11)$$

$$\phi_d = \lambda_d AW_d = \lambda_d [I_y W_y - A \omega I_q - x W_d k_{ob} I_d]; \quad (1-12)$$

$$\phi_q = \lambda_q AW_q = \lambda_q W_d k_{ob} I_{q0} \quad (1-13)$$

式中  $R_q$ —— $q$  轴电阻； $R_d$ —— $d$  轴总电阻，是电枢电阻、补偿绕组电阻、附加极电阻及电刷接触电阻之和； $\omega$ ——角速度； $C$ ——常数； $\lambda_d, \lambda_q$ ——各为  $d$  轴及  $q$  轴磁导； $W_y$ ——控制绕组匝数； $W_d$ ——电枢绕组匝数； $A$ ——常数[见式 (1-9)]； $x$ ——常数，其大小表示着补偿程度，其正负表示着补偿性质，正号是欠补偿，负号是过补偿； $k_{ob}$ ——绕组系数。

不论是空载特性及外特性均可从上面四式中解出。在求空载特性时可令： $I_d = 0$ ，联立解式 (1-10)、式 (1-11)、式 (1-12)、式 (1-13) 而得：

$$u_d = \frac{C_d I_y W_y \omega^2}{R_q + AC\lambda_d \omega^2} = \frac{C_d I_y W_y \omega^2}{R_q + R'_q} \quad (1-14)$$

式中  $C_d = C^2 \lambda_d \lambda_q W_a k_{00}$ ,  $R'_q = AC\lambda_d \omega^2$

式 (1-14) 并可写成下面形式:

$$u_d = \frac{a_d I_y W_y \omega^2}{1 + a_q \omega^2}$$

式中

$$a_d = \frac{C_d}{R_q}; \quad a_q = \frac{AC\lambda_d}{R_q}$$

从式 (1-14) 中可以看出空载电压与激磁安匝  $I_y W_y$  成正比。假如换向去磁及铁耗去磁等于零, 即  $A = 0$ , 则

$$u_d = \frac{C_d I_y W_y \omega^2}{R_q} = a_d I_y W_y \omega^2 \equiv \omega^2 \quad (1-15)$$

电压  $u_d$  与角速度  $\omega$  有平方关系, 故功率放大系数  $m_p \equiv u_d^2 \equiv \omega^4$  即与角速度  $\omega$  的四次方成正比。但因有换向去磁及铁耗去磁的存在, 电压  $u_d$  已不再与角速度平方成正比, 见 [式 (1-14)], 所以用提高转速来提高放大系数不是完全有效的。从图 (1-4) 可以看出, 在  $\omega$  到达一定转速后, 用增加  $\omega$  来提高电压  $u_d$  已不再是个良好的方法。在  $\omega = \infty$  大时

$$E_d = \frac{a_d}{a_q} I_y W_y$$

此为  $d$  轴电压的极限值。

从方程式 (1-10)、式 (1-12) 可解得在空载时的  $q$  轴电流

$$I_q = \frac{C\lambda_d I_y W_y \omega}{R_q + C\lambda_d A \omega^2} = \frac{C\lambda_d I_y W_y \omega}{R_q + R'_q} \quad (1-16)$$

$I_q$  与控制绕组安匝成正比, 与  $\omega$  的关系亦示于图 (1-5) 中。

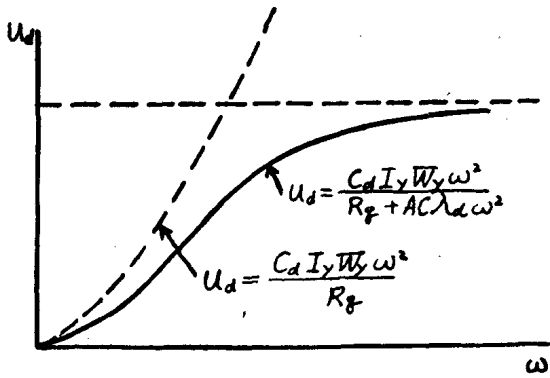


图 1-4

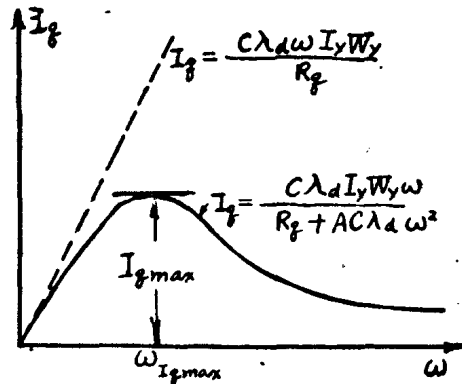


图 1-5

$I_q$  达到最大值时的转速:

$$\omega_{I_q \max} = \sqrt{\frac{R_q}{C\lambda_d A}} = \sqrt{\frac{1}{a_q}}$$

此时  $q$  轴电流的最大值

$$I_{q \max} = \sqrt{\frac{C\lambda_d}{4AR_q}} I_y W_y$$

从图 (1-4) 及图 (1-5) 中可以看出换向电流的去磁作用及铁耗的去磁作用对放大机性能的影响是十分显著的。从公式 (1-14), (1-15), (1-16) 亦可看出, 这两个去磁作用对放大机性能的影响即相当于放大机  $q$  轴电阻的增加。原光电阻是  $R_q$ , 在考虑到去磁作用以后,  $q$  轴电阻增加到  $(R_q + R'_q)$  了。  $R'_q$  普通称之为  $q$  轴回路的等值电阻。

## 1-5 外特性

从公式 (1-10)、(1-11)、(1-12)、(1-13) 可解得外特性, 即:

$$u_d = \frac{a_d I_y W_y \omega^2}{1 + a_q \omega^2} - \left[ R_d + \frac{a_d x W_a k_{o\delta} \omega^2}{1 + a_q \omega^2} \right] I_d \quad (1-17)$$

式中的第一项是放大机空载电压[見式 (1-14)], 第二项是电压降落。补偿程度对外特性的影响示于图 (1-6) 中

实际上, 由于磁滞迴环的影响, 外特性亦是一个迴环的形式, 这种外特性的非单值性对控制来讲亦是不利的。

前面已讲过, 放大机作为励磁机运行在工业中亦是一个相当重要的用途, 这时它的负载是一个电阻。故

$$u_d = R_H I_d$$

将上式代入式 (1-17) 中经过简化后, 可得:

$$I_d = \frac{a_d I_y W_y \omega^2}{(R_d + R_H) + (a_q(R_d + R_H) + a_d x W_a k_{o\delta}) \omega^2} \quad (1-18)$$

从式 (1-18) 中可以看出,  $d$  轴电流  $I_d$  与控制安匝  $I_y W_y$  是直线关系。但  $I_d$  与  $\omega$  的关系则比较复杂, 可分成下面两种情况来讨论:

1. 欠补偿 ( $x > 0$ ) 时, 随着  $\omega$  的增加  $I_d$  也上升, 但有极限值[图 (1-7)], 即在  $\omega = \infty$  时得:

$$I_{dmax} = \frac{a_d I_y W_y}{a_q(R_d + R_H) + a_d x W_a k_{o\delta}}$$

2. 过补偿 ( $x < 0$ ) 时, 此时又可分为下面三种情况:

一、当  $|a_q(R_d + R_H)| > |a_d x W_a k_{o\delta}|$  时, 则  $I_d$  与  $\omega$  的关系与欠补偿的情况相似。

二、当  $|a_q(R_d + R_H)| = |a_d x W_a k_{o\delta}|$  时, 则:

$$I_d = \frac{a_d I_y W_y \omega^2}{(R_d + R_H)} \equiv \omega^2$$

于是功率放大系数  $m_p \equiv I_d^2 \equiv \omega^4$ , 电压放大系数  $m_u \equiv i_d \equiv \omega^2$ 。在考虑铁耗及换向电流去磁效应的情况下, 只有在上述条件即  $C_A \lambda_d (R_d + R_H) = C_d x W_a k_{o\delta}$  时, 功率放大系数与电压放大系数才分别与角速度的 4 次方和 2 次方成正比, 在其它情况下这个结论是不正确的。

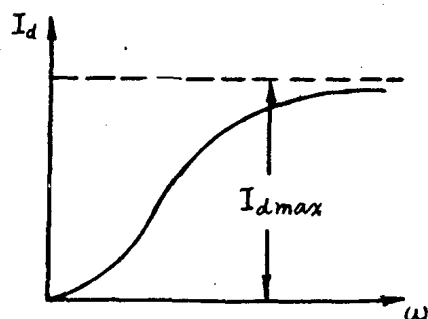


图 1-7

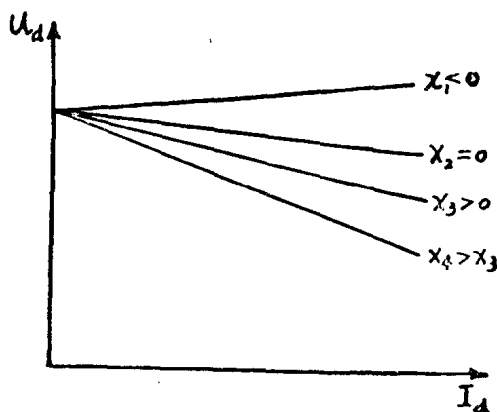


图 1-6

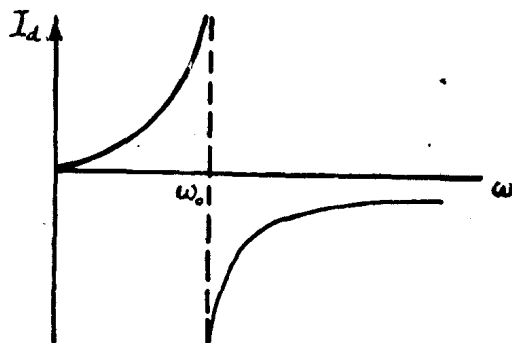


图 1-8

三、当  $|a_q(R_d+R_H)| < |a_d x W_a k_{06}$  时,  $I_d$  与  $\omega$  的关系如图 (1-8) 所示, 在这样情况下出现了一个临界角速度

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{-(R_d+R_H)}{a_q(R_d+R_H) + a_d x W_a k_{06}}} \quad (1-19)$$

从图中可以看出  $\omega < \omega_0$  时,  $I_d$  为正值,  $\omega = \omega_0$  时,  $I_d$  趋向于无穷大。而在  $\omega > \omega_0$  时,  $I_d$  变成负值了。

### 1-6 交轴磁场电机放大机特性的基本关系

如前所述, 交轴磁场电机放大机在系统中应用时, 与其所连接的负载形式一般有二种: 一是他激直流电动机, 二是发电机的激磁绕组, 如图 (1-9) 及图 (1-10) 所示。其特性关系分析如后, 在推导其基本性能关系时首先假定:

1. 略去补偿绕组及涡流的帘栅作用;
2. 略去换向去磁效应及铁耗去磁效应的影响;
3. 放大机是在全补偿情况下工作;

4. 略去补偿绕组及电枢绕组漏磁的影响。在这样几个假定条件下, 可以把这两个系统看成由几个互相独立的基本环节所组成。

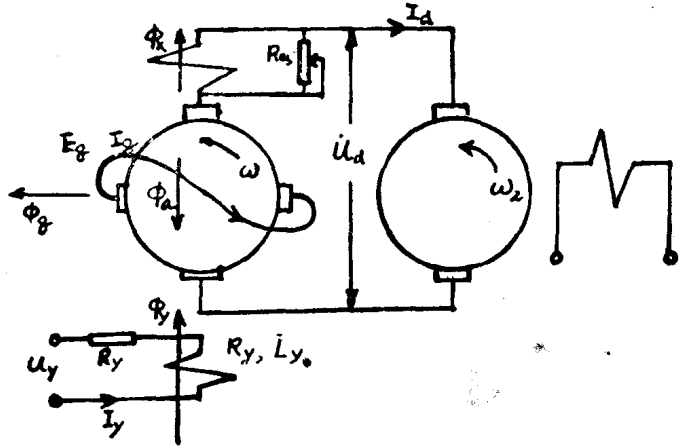


图 1-9

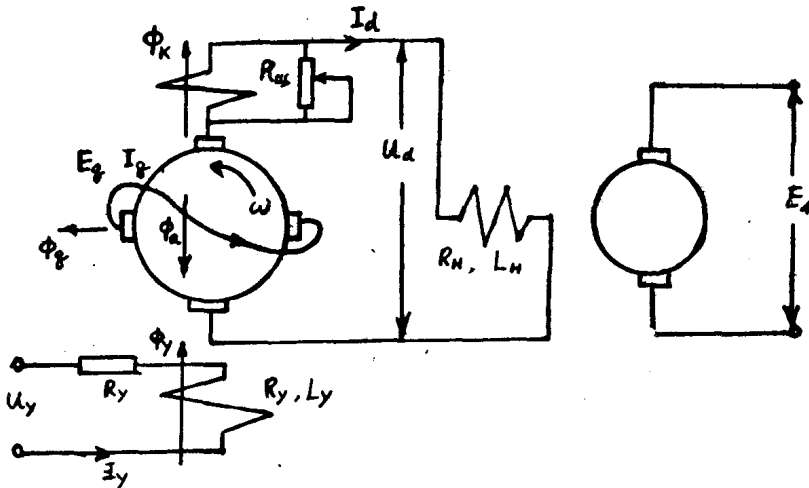


图 1-10

激磁回路是第一个基本环节 (图 1-9), 外加电压  $U_f$  是这个环节的输入量, 在  $q$  轴回路中感应出来的电势  $E_q$  是输出量, 其值为:

$$E_q = \frac{Pn}{60} \frac{N}{a} \phi_f 10^{-8} = 4fW_a \phi_f 10^{-8},$$

而 
$$\phi_y = 0.4 \pi W_y \lambda I_y = \frac{L_y}{W_y} 10^{-8} I_y, *$$

所以 
$$E_q = 4f L_y \frac{W_a}{W_y} I_y = 4f T_y \frac{W_a}{W_y} u_y = m_1 u_{y0} \quad (1-20)$$

式中  $m_1 = 4f T_y \frac{W_a}{W_y}$  —— 第一个环节电压放大系数;

$W_a$  —— 电枢绕组每支路中的串联匝数;

$f$  —— 电枢的旋转频率;

$T_y = \frac{L_y}{R_y}$  —— 控制绕组时间常数。

式 (1-20) 表示稳态时, 第一个环节输入量  $u_y$  与输出量  $E_q$  之间的关系; 在瞬变情况下, 则并不如此简单, 其间关系可用下法求之:

$$u_y = i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt} = (1 + PT_y) i_y R_y; \quad (1-21)$$

而 
$$e_q = 4f L_y \frac{W_a}{W_y} i_{y0} \quad (1-22)$$

式 (1-22) 代入式 (1-21) 中联合解之, 化简便可得:

$$m_1 u_y = (1 + PT_y) e_{q0} \quad (1-23)$$

比值  $\frac{e_q}{u_y} = \frac{m_1}{1 + PT_y}$  可以称为第一个环节的运算放大系数。

$q$  轴短路回路是这个系统的第二个环节, 这个环节的输入量是电势  $E_q$  输出量是电势  $E_d$ 。他们之间在稳态时的关系可以经过下列运算得到:

$$E_d = \frac{Pn}{60} \frac{N}{a} \phi_q 10^{-8}; \quad (1-24)$$

$$\phi_q = 0.4 \pi W_a \frac{\lambda}{2} I_q; \quad (1-25)$$

$$L_q = 0.4 \pi W_a^2 \frac{\lambda}{3} 10^{-8}。 \quad (1-26)$$

在式 (1-25) 中磁导  $\lambda$  除以 2, 在式 (1-26) 中磁导  $\lambda$  除以 3 的理由, 是因为  $q$  轴电枢绕组是分布的缘故, 联合解上列三式便可得:

$$m_2 E_q = E_{d0}$$

式中  $m_2 = 6f T_q$  是稳态时理想电压放大系数, 根据前面第一环节同样的求法, 可得到在瞬变情况下电势  $e_q$  和  $e_d$  的关系:

$$m_2 e_q = (1 + PT_q) e_{d0} \quad (1-27)$$

由式 (1-23) 及式 (1-27) 可得到  $u_y$  和  $e_d$  之间的关系

$$m_1 m_2 u_y = (1 + PT_y)(1 + PT_q) e_{d0} \quad (1-28)$$

式中  $m_1 m_2 = 24f^2 T_y T_q \frac{W_a}{W_y}$  称为在稳定情况下的理想电压放大系数; 而值  $\frac{e_d}{u_y} = \frac{m_1 m_2}{(1 + PT_y)(1 + PT_q)}$  是电机放大机的理想运算放大系数。其所以称为理想放大系数, 是因为略去  $q$  轴回路电流的换向去磁效应与铁耗去磁效应对控制回路所起的作用。下面将指出这种忽略与实际情况并不符合。

根据上述的简单概念, 我们可以用两个惯性环节来表示。在放大机的等值线路中图 (1-11) 这两个惯性环节的时间常数各为  $T_y$  及  $T_q$ , 放大系数各为  $m_1$  及  $m_2$ 。

如果利用放大机直接调节工作电动机的速度, 则电动机的电枢和放大机的电枢构成第三个环节, 这环节输入量是放大机的电势  $e_d$ , 输出量是电动机的转速。我们可以认为电动机只有惯性轴负载, 又在小功率电机中电枢回路的电磁时间常数比机械时间常数小, 故可

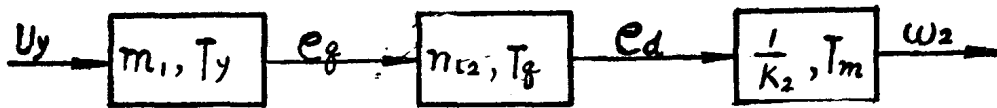


图 1-11

以略去不計，这样便有：

$$e_d \approx i_d R_d + k_2 \omega_2; \quad (1-29)$$

而电动机电樞电流

$$i_d = \frac{T_m}{R_d} k_2 p \omega_2. \quad (1-30)$$

式中  $\omega_2$ ——电动机的角速度；

$T_m = \frac{9.81 J R_d}{k_2^2}$ ——机械时间常数；

$J$ ——电动机和与之相联的慣性物体的慣性力矩；

$R_d$ ——电樞电阻；

$k_2$ ——电动机的电樞电势与其角速度  $\omega_2$  之比。

联立解式 (1-29) 及式 (1-30) 可得：

$$\frac{1}{k_2} e_d = (1 + P T_m) \omega_2. \quad (1-31)$$

根据方程式 (1-31) 可以用时间常数为  $T_m$ 、放大系数为  $\frac{1}{k_2}$  的一个慣性环节来代表电动机，如图 (1-11) 所示。

根据式 (1-28) 及式 (1-31) 整个系統的輸入量  $u_y$  和輸出量  $\omega_2$  之間的关系，可用下面三次微分方程式表示：

$$\frac{m_1 m_2}{k_2} u_y = (1 + P T_y)(1 + P T_q)(1 + P T_m) \omega_2; \quad (1-32)$$

假如放大机作为激磁机来运用，則整个系統輸入量  $u_y$  和輸出量  $e_d$  的关系是下面的三次微分方程式：

$$u_1 m_2 m_3 u_y = (1 + P T_y)(1 + P T_q)(1 + P T_d) e_d.$$

式中  $m_3 = \frac{E_4}{I_d R_d}$ ——在稳定情况下最后一个环节的放大系数；

$T_d = \frac{L_d}{R_d}$ ——是发电机整个激磁迴路的时间常数。

$L_d$  及  $R_d$  是这个迴路总的电感及电阻。

上面所有的关系是在一些如前所述的基本假定下求导出来的，假如考虑到这些假定对性能有着重大影响的因素，則上述推导出来的基本关系須作必要的修正，下面将分别分析这些因素对放大机动特性的影响。

## 1-7 补偿繞組閉合迴路对动特性的影响

沿电机  $d$  軸作用的所有磁通，都和补偿繞組閉合迴路匝鏈，这个迴路对瞬变过程的影响可以通过下述方法来考虑：

根据图 (1-12) 可写出下列方程式：

$$L_y \frac{di_y}{dt} + R_y i_y + M_{yko} \frac{di_u}{dt} = u_y; \quad (1-33)$$

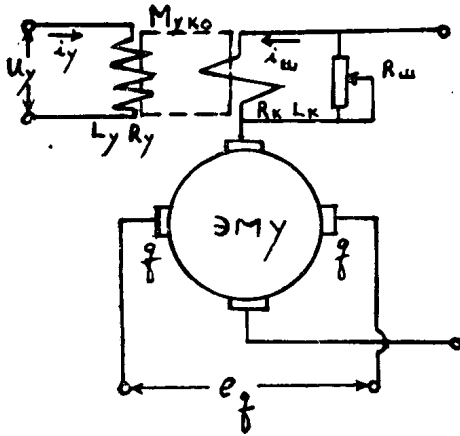


图 1-12

$$L_\kappa \frac{di_u}{dt} + (R_\kappa + R_u)i_u + M_{\kappa\sigma} \frac{di_y}{dt} = 0, \quad (1-34)$$

$$e_q = K_1 i_y + K_u i_u. \quad (1-35)$$

在式 (1-33) 及式 (1-34) 中互感系数  $M_{\kappa\sigma}$  可用自感系数  $L_y$  及  $L_\kappa$  来表示, 即:

$$M_{y\kappa\sigma} = M_{\kappa\sigma y} = C_\kappa L_\kappa = C_y L_y. \quad (1-36)$$

在式 (1-36) 中  $C_\kappa, C_y$  是常数。

把式 (1-33) 及式 (1-34) 写成  $P$  的函数:

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_y P)i_y + C_y T_y P i_u &= \frac{u_y}{R_y} \\ (1 + T_\kappa P)i_u + C_\kappa T_\kappa P i_y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1-37)$$

解式 (1-37) 可得:

$$\left. \begin{aligned} i_y &= \frac{(1 + T_\kappa P)}{(1 + T_y P)(1 + T_\kappa P) - C_y C_\kappa T_y T_\kappa P^2} \cdot \frac{u_y}{R_y} \\ i_u &= \frac{-C_\kappa T_\kappa P}{(1 + T_y P)(1 + T_\kappa P) - C_y C_\kappa T_y T_\kappa P^2} \cdot \frac{u_y}{R_y} \end{aligned} \right\} \quad (1-38)$$

将式 (1-38) 代入式 (1-35) 得出第一个环节传递函数:

$$e_q = \frac{\left(1 - \frac{K_u}{K_1} C_\kappa\right) T_\kappa P + 1}{T_\kappa T_y (1 - C_\kappa C_y) P^2 + (T_y + T_\kappa) P + 1} \frac{K_1}{R_y} u_y. \quad (1-39)$$

式中  $K_1, K_u$  是单位激磁电流所产生的交轴电势值, 二者因绕组分布情况不同, 故不等。

$T_\kappa = \frac{L_\kappa}{R_\kappa + R_u}$  —— 补偿绕组回路时间常数。

从式 (1-39) 看出, 考虑补偿绕组与控制绕组回路有互感时, 使第一个环节的传递函数十分复杂了, 从理论上讲, 不能再用一个简单的惯性环节来代替它。不过实际上  $T_\kappa$  比  $T_y$  要小得多, 这样一来, 式 (1-39) 可简化成下列形式:

$$\frac{e_q}{u_y} = \frac{m_1}{(T_y + T_\kappa) P + 1}. \quad (1-40)$$

这样的简化是合理的, 于是第一个环节仍可用一个惯性环节来表示, 只是时间常数多了  $T_\kappa$  部分。

### 1-8 交轴去磁作用对动特性的影响

交轴去磁磁势有三部分, 即: 换向电流去磁磁势  $AW_\kappa$ , 铁耗去磁磁势  $AW_c$  及因  $q$  轴电刷移动而产生的去磁磁势  $AW_a$ 。总的去磁效应  $AW_p = AW_c + AW_\kappa + AW_a$ 。它们的绝对值虽不大, 但相对值却很可观,  $K = \frac{AW_p + AW_B}{AW_B} = 3 \sim 4$  倍。式中  $AW_B$  —— 原来控制绕组磁势。去磁效应对放大机性能的影响有两部分:

1. 去磁安匝  $AW_p$  在纵轴产生去磁磁通  $\phi_p$ , 而  $\phi_p$  在  $q$  轴回路中感应出来旋转电势

$$e_{pB} = 4fW_a \phi_p 10^{-8} = R'_q i_q. \quad (1-41)$$

$e_{pB}$  的符号与交轴回路中电阻降落  $R_q i_q$  的符号相同。如前所述, 可看成是一个电阻降落, 经过简单转换  $e_{pB}$  还可以用下面形式来表示:

$$e_{pB} = R'_q i_q = (K-1) R_q i_q = \frac{(K-1)}{m_2} e_a. \quad (1-42)$$

式中  $K = \frac{AW_p + AW_B}{AW_B} = \frac{K'_q + R_q}{R_q}$ ;  $e_{pB}$  亦是第二个环节的输入量, 在图 [1-13(a)] 中这个电



势和电势  $e_a$  一齐放在第二个环节的输入端。参考式 (1-27) 可得:

$$m_2 \left( e_a - \frac{K-1}{m_2} e_d \right) = (1+PT_q) e_d, \quad e_a \frac{m_2}{K} = \left( 1+P \frac{T_q}{K} \right) e_d \quad (1-43)$$

2. 去磁磁通在瞬变过程时, 在控制绕组中能感应出变压器电势

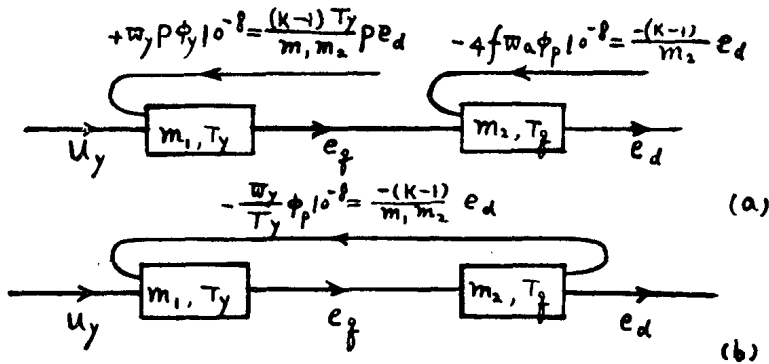


图 1-13

$$e_{PT} = W_y P \phi_p \cdot 10^{-8}.$$

参考式 (1-41) 及式 (1-42) 并经过简单变换,  $e_{PT}$  可改写成下面形式:

$$e_{PT} = W_y P \phi_p 10^{-8} = W_y 10^{-8} P \frac{K-1}{4fW_a} R_a i_a = \frac{W_y (K-1) 10^{-8}}{4fW_a m_2} P e_d = \frac{(K-1) T_y}{m_1 m_2} P e_d \quad (1-44)$$

$e_{PT}$  是第一个环节的输入量, 在图[1-13(a)]中它放在第一个环节的输入端。

控制绕组方程式由式 (1-23) 变成下列形式:

$$m_1 (u_y + e_{PT}) = (1+PT_y) e_f; \quad (1-45)$$

或

$$m_1 u_y = (1+PT_y) e_f - (K-1) \frac{T_y}{m_2} P e_d. \quad (1-46)$$

由方程式 (1-43) 和 (1-46) 得出放大机在空载运行时  $u_y$  和  $e_d$  之间的关系, 如下列微分方程式:

$$\frac{m_1 m_2}{K} u_y = \left( 1 + P \frac{T_y + T_q}{K} + P^2 \frac{T_y T_q}{K} \right) e_d. \quad (1-47)$$

式中  $\frac{m_1 m_2}{K}$  是在稳定情况下电机放大机的实际放大系数, 在瞬变情况下放大机的无载放大系数为:

$$\frac{e_d}{u_y} = \frac{\frac{m_1 m_2}{K}}{1 + P \frac{T_y + T_q}{K} + P^2 \frac{T_y T_q}{K}} \quad (1-48)$$

方程式 (1-47) 还可用下列形式表示:

$$m_1 m_2 \left( u_y - \frac{K-1}{m_1 m_2} e_d \right) = (1+PT_y)(1+PT_q) e_d. \quad (1-49)$$

从式 (1-49) 中清楚看出, 去磁磁通  $\phi_p$  之作用可以用一个电压负反馈来代替, 见图[1-13(b)], 此电压的大小为:

$$\frac{K-1}{m_1 m_2} e_d = \frac{W_y}{T_y} \phi_p 10^{-8}.$$

比较式 (1-28) 及式 (1-47) 可知, 换向电流去磁作用及铁耗去磁作用对放大机动特性的影响是十分显著的, 它使放大系数变小, 但使过渡过程加快, 在参数配合不好时, 会