

中等专业学校试用教材

电力拖动自动控制

(下 册)

湘潭电机制造学校 主编

机械工业出版社

电力拖动自动控制

(下册)

湘潭电机制造学校 主编

*

机械工业出版社出版 (北京阜成门外百万庄南街一号)

(北京市书刊出版业营业许可证出字第 117 号)

机械工业出版社印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

*

开本 $787 \times 1092 \frac{1}{16}$ · 印张 $20 \frac{1}{2}$ · 插页 1 · 字数 506 千字

1979 年 12 月北京第一版 · 1979 年 12 月北京第一次印刷

印数 00,001—12,200 · 定价 1.50 元

*

统一书号: 15033 · 4833

目 录

下 册

第二篇 电机放大机自动控制系统

第七章 发电机—电动机系统	1
§ 7-1 F—D系统的机械特性	1
§ 7-2 F—D系统的速度调节	2
§ 7-3 调速系统的主要技术指标	4
§ 7-4 调速性质与电动机容量的关系	6
§ 7-5 发电机激磁过渡过程	9
§ 7-6 电动机的起动过渡过程	13
§ 7-7 电动机的制动过渡过程	17
§ 7-8 电动机反向过渡过程	19
第八章 自动控制系统的基本概念	23
§ 8-1 开环控制与闭环控制系统	23
§ 8-2 自动控制系统的组成	24
§ 8-3 自动控制系统的分类	26
§ 8-4 自动控制系统的品质	27
第九章 电机放大机自动调速系统的基本环节	29
§ 9-1 电机放大机	29
§ 9-2 转速负反馈的自动调速系统	34
§ 9-3 自动调节系统的静态结构图	41
§ 9-4 电压负反馈和电流正反馈的自动调速系统	49
§ 9-5 电势负反馈自动调速系统	53
§ 9-6 具有电流截止负反馈环节的自动调速系统	55
§ 9-7 稳定环节	59
第十章 A系列龙门刨床电气设备	70
§ 10-1 概述	70
§ 10-2 交流控制电路	71
§ 10-3 自动调节系统的静态分析与计算	82
§ 10-4 主拖动系统运行分析	96
* § 10-5 电气设备的安装、试车与调整	103
* § 10-6 常见故障分析与处理	122
第十一章 磁放大器及在自动控制系统中的应用	140
§ 11-1 磁放大器的基本原理	140
§ 11-2 磁放大器的结构与接线	141

§ 11-3	磁放大器的特性	144
§ 11-4	磁放大器的反馈	146
§ 11-5	磁放大器特性曲线的位移	148
§ 11-6	磁放大器在自动控制系统中的应用	149

第三篇 可控硅——电动机直流调速系统

第十二章	可控硅——电动机不可逆直流调速系统	155
§ 12-1	可控硅——电动机组的机械特性	155
§ 12-2	具有转速负反馈的有差自动调速系统	157
§ 12-3	具有转速负反馈的无静差自动调速系统	163
§ 12-4	具有电压负反馈及电流正反馈的自动调速系统	168
§ 12-5	转速负反馈带电流截止负反馈的自动调速系统	171
§ 12-6	具有速度调节器和电流调节器的双环自动调速系统	175
§ 12-7	调节电动机磁场的调速系统	180
§ 12-8	自动调速系统的稳定性	183
第十三章	可控硅——电动机可逆直流调速系统	190
§ 13-1	可控硅——电动机可逆电路的几种形式	190
§ 13-2	可控硅可逆电路中的环流和配合控制	192
§ 13-3	配合控制的有环流可逆自动调速系统	197
§ 13-4	逻辑无环流可逆自动调速系统	201
§ 13-5	可控环流的可逆自动调速系统	211
§ 13-6	自动调速系统中的检测元件	214
第十四章	自动调速系统的动态分析及动态校正	222
§ 14-1	动特性的基本分析方法	222
§ 14-2	微分方程式的算子法及传递函数	226
§ 14-3	典型环节的传递函数	230
§ 14-4	几种常用电路的传递函数	236
§ 14-5	速度自动调节系统的动态分析	243
§ 14-6	动态校正的基本原理和方法	251
§ 14-7	速度、电流双环直流调速系统的动态校正	260
* § 14-8	实现动态校正的其他方法	266
* § 14-9	自动调速系统的参数测定方法	271
第十五章	可控硅直流调速系统实例	277
§ 15-1	S7515 螺纹磨床头架电动机的可控硅调速系统	277
§ 15-2	B2016 型四米龙门刨床可控硅直流调速系统	292
* § 15-3	可控硅应用和调试中的一些问题	317

注 凡有 * 的章节为实习参考资料或可供讲课自由选择的内容。

第二篇 电机放大机自动控制系统

继电器——接触器控制系统，虽然应用较为广泛，但是它远不能适应自动化生产的要求，现代科学技术的发展，使电机放大机、磁放大器、可控硅等自动控制系统得到了广泛的应用，同时较新的数字控制系统也在获得使用。

电机放大机自动控制系统，目前已广泛被应用在冶金、机械、运输、国防等部门中的各种生产机械上，随着电子工业的发展，我国可控硅的生产和应用出现了崭新的面貌，因此电机放大机自动控制系统，将逐步被可控硅自动控制系统所代替，但是目前我国各工厂还大量地使用着电机放大机自动控制系统，仍需继续发挥这些旧设备的作用，所以还必须学习电机放大机自动控制系统，掌握它们的工作原理和特性，以及学会分析自动控制系统的方法。

电机放大机自动控制系统，是在发电机——电动机系统的基础上发展起来的，所以先来学习发电机——电动机系统。

第七章 发电机—电动机系统

§ 7-1 F-D系统的机械特性

发电机——电动机系统（简称F-D系统）原理图如图7-1所示，异步电动机Y与直流发电机F及励磁机L同轴。异步电动机起动后，使励磁机发电，给发电机与电动机励磁绕组供电。

F-D系统电枢回路即主回路电压平衡方程式为：

$$E_F = E_D + I(R_F + R_D) \quad (7-1)$$

式中 R_F ——发电机电枢及换向绕组电阻；

R_D ——电动机电枢及换向绕组电阻。

从电机学中已知电动机的电势及电磁转矩为：

$$E_D = C_e \phi n, \quad M = C_m \phi I$$

代入式(7-1)，可得F-D系统速度特性及机械特性方程式：

$$n = \frac{E_F}{C_e \phi} - \frac{R_F + R_D}{C_e \phi} I \quad (7-2)$$

$$\begin{aligned} n &= \frac{E_F}{C_e \phi} - \frac{R_F + R_D}{C_e C_m \phi^2} M \\ &= n_0 - \Delta n \end{aligned} \quad (7-3)$$

电动机的理想空载转速 n_0 在一定的 C_e 下由发电机的电势及电动机的励磁决定：

$$n_0 = \frac{E_F}{C_e \phi} \quad (7-4)$$

当电动机励磁一定时, 在一定的 $C_e C_M$ 下, 因负载引起的转速降 Δn 由负载转矩决定, 或者由主回路上电阻压降所决定:

$$\Delta n = \frac{R_F + R_D}{C_e C_M \phi^2} M = \frac{R_F + R_D}{C_e \phi} I \quad (7-5)$$

当发电机电势为额定电势 E_{Fe} 电动机的磁通为额定磁通 ϕ_{De} 时, 便可得到 F-D 系统的固有机械特性方程式:

$$n = \frac{E_{Fe}}{C_e \phi_{De}} - \frac{R_F + R_D}{C_e C_M \phi_{De}^2} M \quad (7-6)$$

固有特性如图 7-2 所示

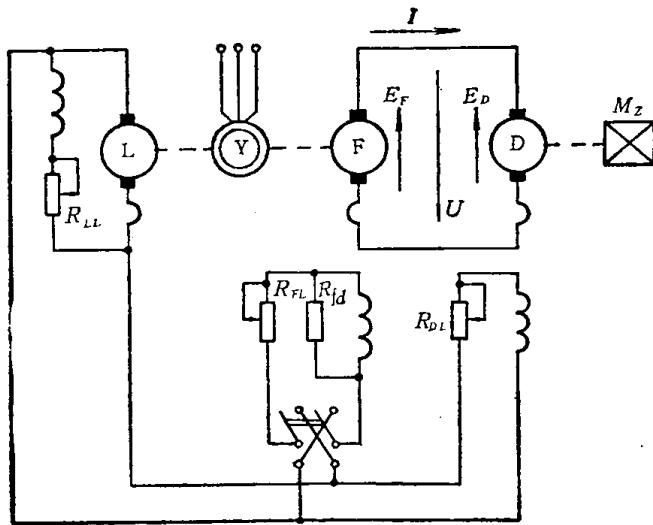


图7-1 F-D系统原理图

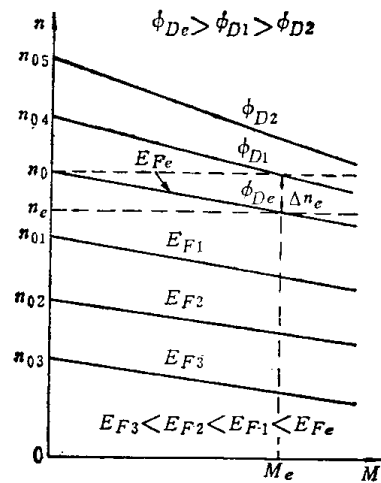


图7-2 F-D系统机械特性

在固有特性上, 当 $M = M_e$, $n = n_e$ 时, 其转速降为额定转速降 Δn_e :

$$\Delta n_e = n_0 - n_e \quad (7-7)$$

§ 7-2 F-D系统的速度调节

式 (7-3) 中 C_e 、 C_M 为电机结构的常数, 对于某一台电动机来说是恒定值, 因此要实现他激电动机的转速调节, 可以通过调节 ϕ 或 E_F 来达到目的。

一、改变电动机励磁调速

发电机感应电势为 E_{Fe} 时, 改变电动机激磁绕组串联电阻大小就能改变激磁电流, 亦即改变激磁磁通 ϕ , 由于电动机在额定激磁电流下磁路已接近饱和状态, 因此要改变激磁只能减少激磁电流, 减小 ϕ 使转速 n 升高, 这种调速方法称为调磁调速, 电动机减小激磁, 转速升高的物理过程分析如下, 当激磁电流减小时, 磁通减少, 这时由于电机旋转部分的机械惯性, 转速不会立即上升, 因而使 E_D 随 ϕ 的下降而减小, 又

$$I = \frac{E_F - E_D}{R_F + R_D}$$

由于 $R_F + R_D$ 较小, 所以 E_D 的减小, 会使 I 增加较多, 结果电机电磁转矩 $M = C_M \phi I$ 增加, 电机转速因而上升, 转速一升高, E_D 就要增高, 使 I 及 M 均要减小, 直到电机转矩等于负载

转矩时, 达到新的稳定状态, 这个稳定状态与 ϕ 减小前的情况相比, 电枢电流增大了, 转速升高了。

调磁调速的人为特性如图 7-2 所示, 可以看出 ϕ 减少后, 理想空载转速

$$n_0 = \frac{E_{Fe}}{C_e \phi}$$

升高, 特性曲线上移, 在同一负载转矩下, 若 $\phi_{D2} < \phi_{D1} < \phi_{De}$ 则转速 $n_2 > n_1 > n$, 同时由于 ϕ^2 的减少, 电动机的转速降增大较多, 人为特性斜度增加, 所以得到一族位于固有特性之上互不平行的直线, 逐渐改变电动机激磁, 可以无级调节电动机的转速。

转速调节的上限, 一方面受到电动机在高速时换向恶化和电动机机械强度的限制, 另一方面也因电动机磁通过于减弱后使得电动机电枢反应的去磁作用显著, 电动机运转将不稳定。

因此调磁调速电动机, 其额定转速比一般电机低, 而电机额定转速降低后, 制造尺寸就要比同功率一般电机加大, 造成电机尺寸功率 (指该电机在其外形尺寸下能够输出的最大功率), 大于实际使用功率 (指该电机在调速情况下可以使用的实际功率)。

这种调速方法属于恒功率调速, 即在调速范围内电动机的输出功率能够保持恒定, 因为当 ϕ 减少时, 电枢电流最大只能保持额定值, 因此转矩 $M = C_M \phi I_e$ 与 ϕ 成正比下降, 但转速 n 却反而升高, 结果电动机输出功率可以保持不变, 其证明如下:

从电机学中已知

$$P = \frac{Mn}{9550}$$

$$n = \frac{E_{Fe} - I_e(R_F + R_D)}{C_e \phi}$$

$$M = C_M \phi I_e$$

将后二式代入前式得

$$P = \frac{C_M I_e [E_{Fe} - I_e(R_F + R_D)]}{9550 C_e} = \text{定值}$$

调磁调速是在激磁回路上进行, 由于激磁电流小, 控制方便, 调节电阻上能量损耗亦小, 但是调节电动机激磁, 电磁惯性大, 造成过渡过程时间较长。

二、改变发电机电势调速

当电动机为额定激磁时, 调节发电机激磁绕组串联电阻大小改变发电机激磁电流, 从而改变了电动机电枢电压, 使电动机转速发生变化, 这样的调速方法叫调压调速, 其物理过程分析如下:

当发电机激磁绕组中电流减小时, 发电机感应电势减小, 由于电动机转速不会立即变化, 所以反电势暂时不变。这样电枢电流就要下降, 引起电动机转矩下降, 转速也随之下降。而转速下降后使电动机反电势减小, 电枢电流增大, 电动机转矩也增大, 直到电动机转矩等于负载转矩时, 建立新的平衡。这个新的稳定状态与发电机感应电势减小前的情况相比, 电枢电流不变 (若负载转矩不变) 转速减小了。

调压调速的人为特性仍如图 7-2 所示。当发电机感应电势减小时, 电动机的理想空载转速下降, 但并不改变转速降 Δn , 因此人为特性向下平移。在同一负载转矩下, $E_{F3} < E_{F2} < E_{F1}$, 则转速 $n_3 < n_2 < n_1$ 。

逐渐改变发电机感应电势,可以得到无级调速。由于受电动机绝缘性能的限制,一般只能降低发电机感应电势,所以只能在电机额定转速以下进行调速。调速的下限则受电动机在低速时运转不稳定性限制,因为低速时,发电机感应电势小,主电路电压降已经是它的相当大的百分数,负载稍有变化,影响较大;另外低速时发电机磁通小,电枢反应的去磁作用影响较大,使机械特性曲线倾斜程度增大,因此低速时电动机不易稳定运转,有时甚至在负载增加时发生堵转现象。

这种调速方法属于恒转矩调速,在调速范围内电动机的输出转矩可以保持恒定。因为当电枢电压改变时,电动机激磁磁通不变,电枢电流最大也只能达到额定值,所以转矩 $M = C_M \phi_{de} I_e$ 在调速前后保持不变,而输出功率随着电枢电压的减小而减少。

§ 7-3 调速系统的主要技术指标

一、静差度

生产机械在加工时,要求电动机转速不变或少变,但是由于负载变化、电源变化、温度变化等因素存在,电动机转速是变化的。实际上,根据加工精度要求的不同,生产机械的速度是允许在一定范围内变化的,这个转速变化的程度用静差度 S 表示。

因此,静差度定义为:当电动机工作在某一条机械特性上,负载转矩由理想空载增加到额定负载时的转速降 Δn_e 和这条特性对应的理想空载转速 n_0 的比值。

$$S = \frac{\Delta n_e}{n_0} \times 100\% \quad (7-8)$$

F-D 系统调压调速时,由于高低速时 Δn_e 是相同的,高速时静差度小,低速时静差度大。所以,在低速加工时,速度变化的情况较为严重,对加工精度的影响就大,因此,在设计调速系统时,生产机械根据加工要求,提出允许的静差度,一般情况下,这个给定的静差度是指最低转速时的允许静差度。因为只要调速系统在最低转速时静差度小于或等于允许值,则高速时的静差度将更能满足要求。

静差度实际上反映了加工精度的要求,因此也称它为调速精度的。

二、机械特性的硬度

在 F-D 系统机械特性上随着负载转矩的变化,电机转速也要发生变化。这种变化的程度还可以用机械特性的硬度这个量来表示。它等于机械特性曲线上某一点转矩对转速的微商,用 β 表示

$$\beta = \frac{dM}{dn} \quad (7-9)$$

某一条机械特性,在一定 n_e 时, Δn_e 大、静差度大、硬度小; Δn_e 小时,静差度小硬度大。硬度大的称为硬特性,硬度小的称为软特性。

静差度与硬度有相似之处,但是它们各自代表不同的概念,不能混淆。

F-D 系统固有特性上,在额定转矩时计算它的静差度,而固有特性各点上的硬度是相同的。F-D 系统调压人为特性上,高速时静差度小,低速时静差度大,而高低速人为特性的硬度却是相同的。

三、调速范围

电动机的调速范围,它表示在额定负载时,电动机最高转速与最低转速之比,用 D 表示

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad (7-10)$$

由于生产机械对静差度的要求,限制了调速范围,现在以F-D系统调压调速为例来研究转速降、静差度与调速范围三者之间的关系,如图7-3所示。

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{\Delta n_e}{n_{01}} \\ S_2 &= \frac{\Delta n_e}{n_{02}} \\ D &= \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{n_e}{n_{02} - \Delta n_e} \\ &= \frac{n_e}{n_{02} \left(1 - \frac{\Delta n_e}{n_{02}} \right)} \\ &= \frac{n_e}{\frac{\Delta n_e}{S_2} (1 - S_2)} = \frac{n_e S_2}{\Delta n_e (1 - S_2)} \quad (7-11) \end{aligned}$$

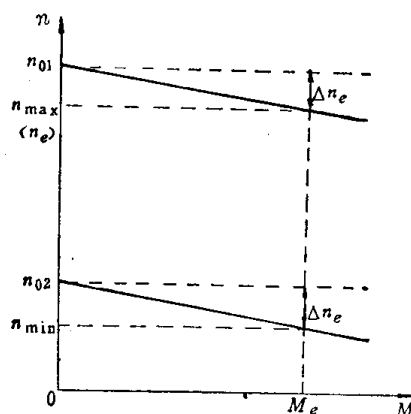


图7-3 调速范围示意图

例如某生产机械 $\Delta n_e = 117$ 转/分, $n_e = 1000$ 转/分, 如果 $D = 10$, 则 $n_{\min} = \frac{1000}{10} = 100$ 转/分, 因此

$$S_2 = \frac{117}{100 + 117} = 0.54 \text{ 或 } 54\%$$

可见, 调速范围虽然较大, 但调速精度很差, 低速时基本上不能使用。

若要求静差度 $< 30\%$, 则

$$D = \frac{1000 \times 0.3}{117(1 - 0.3)} = \frac{300}{82} = 3.66$$

可见, 调速静差度要求小时, 调速范围亦相应变小。如果既要满足 $D = 10$, 又要要求静差度 $< 10\%$, 则

$$\Delta n_e = \frac{1000 \times 0.1}{10(1 - 0.1)} = \frac{100}{9} = 11.1 \text{ 转/分}$$

从上面分析看出, 在一定的静差度要求下, 要满足一定的调速范围, 则必须提高机械特性硬度, 减小 Δn_e 。对于F-D系统来说, 造成转速降的主要原因是主回路上电阻压降, 这个压降是电机内部客观存在的, 但是我们可以设法补偿这个压降, 从而使机械特性硬度得到提高。

四、调速的平滑性

电动机在调速范围内所得到的调速级数愈多, 表示调速愈平滑, 调速平滑性用 φ 表示, 它表示两个相邻速度级的转速之比,

$$\text{即} \quad \varphi = \frac{n_i}{n_{i+1}} \quad (7-12)$$

式中 n_i ——电动机在 i 级时的转速;

n_{i+1} ——电动机在 $i + 1$ 级时的转速。

当 φ 接近于 1 时的调速系统称为无级调速, F-D 系统中调压、调磁调速都是无级调速, 而异步机改变极对数的调速, 则是有级调速。

五、运转的稳定性

所谓运转的稳定性是以负载转矩变动时所发生的转速变动大小来衡量的。机械特性越软，由负载变动引起的速度变化也越大，即运转的稳定性越差，这种情况在大多数情形下限制了转速调节范围，对于低速运转的拖动系统，稳定性显得特别重要，因为在生产过程中负载力矩的变动是不可避免的。

六、调速性质

调速性质主要指电动机在整个调速范围内，是容许恒功率输出还是恒转矩输出，它对电动机容量选择和生产机械的工作有很大关系。

§ 7-4 调速性质与电动机容量的关系

对于担任调速任务的电动机，在选择容量时，不仅与负载的功率有关，还与调速性质、调速范围等因素有关。

在调速时，负载有恒转矩负载和恒功率负载，电动机有恒转矩调速和恒功率调速方法，它们之间应该如何配合，是我们要研究的问题。凡是恒转矩负载采用恒转矩方法调速或恒功率负载采用恒功率方法调速，称它为对应的调速；反之，恒转矩负载采用恒功率方法调速或恒功率负载采用恒转矩方法调速，称为不对应调速。

一、恒转矩负载 ($M_z = \text{常数}$) 用恒转矩方法调速

已知负载转矩为 M_z ，负载的最高角速度为 $\omega_{\max}$ ，最低角速度为 $\omega_{\min}$ 。

电动机采用恒转矩调压调速，负载的最高速度 $\omega_{\max}$ 应等于电动机额定转速 ω_e ，负载转矩 M_z 应等于电动机额定转矩 M_e 。

即

$$M_e = M_z$$

$$\omega_e = \omega_{\max}$$

则电动机额定功率应选为

$$P_e = M_e \omega_e = M_z \omega_{\max} = P_{z\max}$$

如图 7-4 所示，这种对应调速方法，使电动机容量得到充分利用。

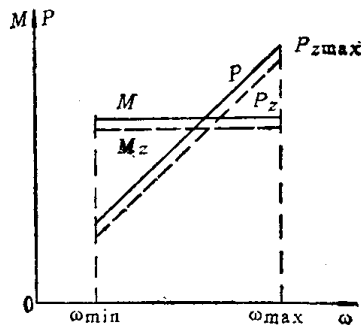


图7-4 恒转矩负载对应调速

二、恒转矩负载采用恒功率方法调速

已知负载的 M_z 、 $\omega_{\max}$ 及 $\omega_{\min}$

电动机采用恒功率调磁调速，因此负载的最低速 $\omega_{\min}$ 应等于电动机的额定速度 ω_e ，为了满足整个调速范围的需要，应该使电动机的额定功率 P_e 等于负载所需要的最大功率 $P_{z\max}$ ，

即

$$\omega_e = \omega_{\min}$$

$$P_e = P_{z\max}$$

电动机额定转矩为：

$$M_e = \frac{P_e}{\omega_e} = \frac{P_{z\max}}{\omega_{\min}} = \frac{M_z \omega_{\max}}{\omega_{\min}} = M_z D$$

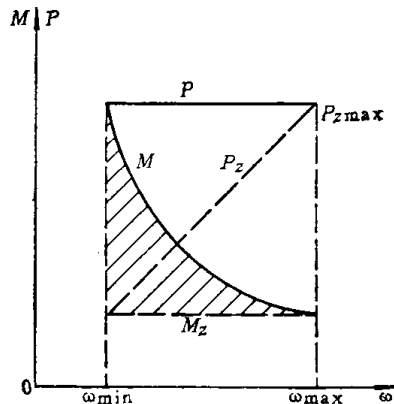


图7-5 恒转矩负载不对应调速

如图 7-5 所示, 恒转矩负载采用恒功率不对应调速方法, 使电动机额定转矩增加 D 倍, 从而增大了电动机的尺寸, 图 7-5 中阴影部分的转矩未得到利用。

三、恒功率负载 ($P_z = \text{常数}$) 采用恒功率方法调速

已知负载功率 P_z , 负载所需最高转速 $\omega_{\max}$ 与最低转速 $\omega_{\min}$ 。

这时, 应取电动机的额定功率 P_e 等于负载功率, 电动机的额定转速等于最低转速。

即

$$P_e = P_z$$

$$\omega_e = \omega_{\min}$$

电动机额定转矩为

$$M_e = \frac{P_z}{\omega_{\min}} = M_{z\max}$$

如图 7-6 所示, 这种对应调速方法使电机容量得到充分利用。

四、恒功率负载采用恒转矩方法调速

已知负载的 P_z 、 $\omega_{\max}$ 及 $\omega_{\min}$

这时, 电动机额定转矩应等于负载的最大转矩, 电动机额定转速应等于最高转速。

$$M_e = M_{z\max} = \frac{P_z}{\omega_{\min}}$$

$$\omega_e = \omega_{\max}$$

而电动机的功率

$$P_e = M_{z\max} \omega_{\max} = P_z \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = P_z D$$

如图 7-7 所示, 可以看出, 恒功率负载采用不对应的恒转矩调速方法, 使电动机的额定功率增大 D 倍, 图中阴影部分转矩就未得到充分利用。

根据以上四种情况分析, 采用不对应调速方法, 对电动机容量的选择都是不利的。因此, 在选用调速方法时, 应当尽可能与负载性质相同。

五、混合负载分析

图 7-8 为刨床负载性质, 在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 范围内是恒转矩负载, 在 $\omega_2 \sim \omega_3$ 范围内为恒功率负载。

这样的混合性负载, 应采取何种调速方法, 有各种方法可取, 应从工作需要及经济指标各方面去分析, 首先采用各自对应的调速方法, 在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 范围内采取恒转矩调速。

电机额定转矩等于负载最大转矩

$$M_e = M_{z\max}$$

电机额定转速等于 ω_2

$$\omega_e = \omega_2$$

电动机额定功率

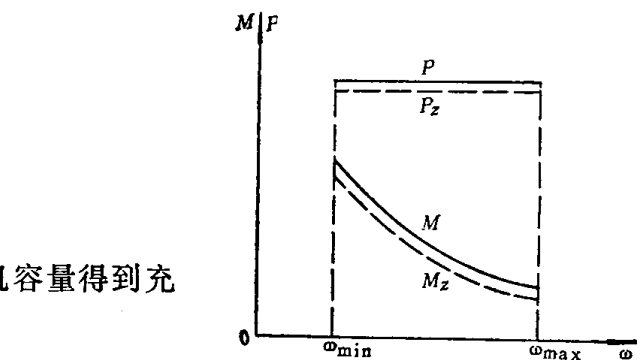


图7-6 恒功率负载对应调速

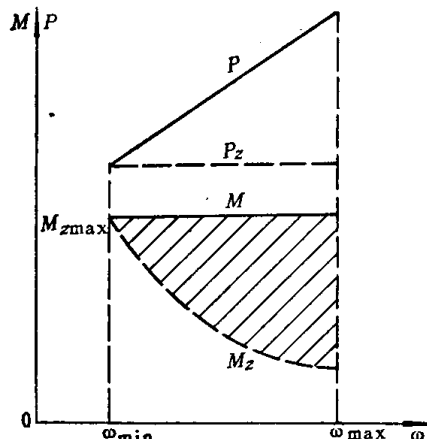


图7-7 恒功率负载不对应调速

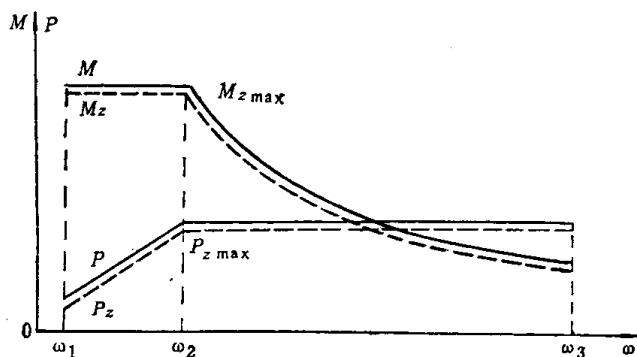


图7-8 混合负载采取对应调速方法

$$P_e = M_e \omega_e = M_{z \max} \omega_2 = P_{z \max}$$

在 $\omega_2 \sim \omega_3$ 范围内采用恒功率调速, 仍采用 $M_{z \max}$ 、 ω_2 、 $P_{z \max}$ 为电动机的 M_e 、 ω_e 及 P_e 。

采用这种各自对应的调速方法, 电动机可以得到充分利用。但这样的电机需要在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 范围内采用调压调速, 在 $\omega_2 \sim \omega_3$ 范围采用调磁调速, 在自动控制系统中, 需要二套调节装置, 使电气线路复杂, 投资增大。

第二种调速方案是采取部分对应调速方法, 如果全部采用恒转矩调速, 则如图 7-9 所示。

$$M_e = M_z$$

$$\omega_e = \omega_3$$

$$P_e = M_e \omega_e = M_e D_{32} \omega_2 = M_z \omega_2 D_{32} = P_{z \max} D_{32}$$

电动机额定功率比 $P_{z \max}$ 大 D_{32} 倍, 其中

$$D_{32} = \frac{\omega_3}{\omega_2}$$

如果全部采用恒功率调速, 可以分析得电动机额定转矩比负载最大转矩大 D_{21} 倍, 其中

$$D_{21} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

采用部分对应调速方案, 电动机功率太大, 很不经济。

第三种调速方案, 采用机电联合调速方案。图 7-10 中看出采用调速范围为 2:1 的齿轮变速箱的机械调速与调压调速相配合, 齿轮变速性质亦是恒功率的, 转速高时转矩小, 转速低时转矩大。

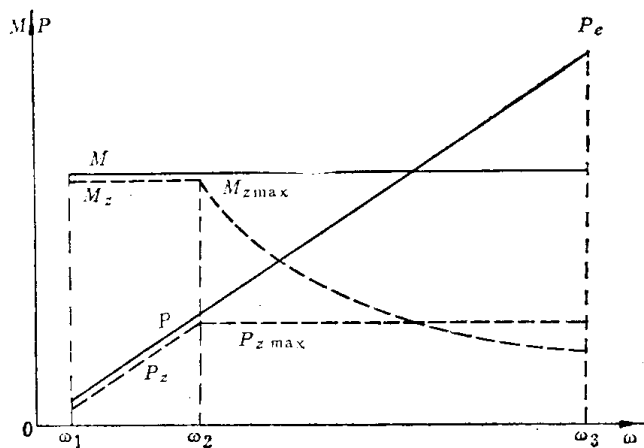


图7-9 混合负载采取部分对应调速方法

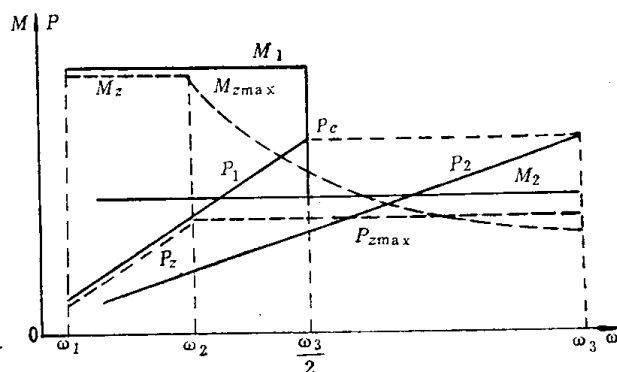


图7-10 混合负载采取机电联合调速方案

电动机的额定转矩 M_e 应等于负载转矩 $M_{z \max}$, 电动机的额定转速应取 $\frac{\omega_3}{2}$, 则电动机的额定功率应为

$$P_e = M_e \omega_e = M_{z \max} \frac{\omega_3}{2} = M_{z \max} \omega_2 \frac{D_{32}}{2} = P_{z \max} \frac{D_{32}}{2}$$

采用机电联合调速方案所选电动机的额定功率为全部采取恒转速调速的 $\frac{1}{2}$, 但仍为负载功率的 $\frac{D_{32}}{2}$ 倍。

§ 7-5 发电机激磁过渡过程

在 F-D 系统中, 电动机的起动、调速、反向和制动等, 是在发电机激磁电路中进行控制的。激磁绕组的电感相当大, 亦即激磁绕组的电磁时间常数相当大, 电磁惯性给予整个拖动系统的过渡过程的影响很大。因此在研究 F-D 系统的过渡过程时, 必须同时考虑发电机的电磁过渡过程和拖动系统的机械过渡过程, 也就是要研究电气机械过渡过程。

一、发电机激磁绕组接通直流电源

欲使电动机起动, 则必须使发电机激磁绕组与直流电源接通。根据电工基础知识知道, 在有电阻电感的电路中, 电流不能突变, 只能逐渐达到稳定值, 这时激磁电路的电压平衡方程式, 可根据图 7-11 电路中正方向而写出

$$U_L = i_L R_L + L_L \frac{di_L}{dt} \quad (7-13)$$

忽略了磁路饱和的影响, 认为 L_L 是常数。因而这是一阶常系数非齐次线性微分方程, 其解为

$$i_L = \frac{U_L}{R_L} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) = I_L \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) \quad (7-14)$$

这个方程式通常叫做激磁电流基本方程式。

式中 I_L ——发电机激磁绕组稳态电流 (安);

$T_L = \frac{L_L}{R_L}$ ——发电机激磁电路电磁时间常数 (秒)。

根据式 (7-14) 画出 $i_L = f(t)$ 曲线如图 7-12 所示曲线 1, 数学上分析, 激磁电流到达稳定值时的时间为无限大, 实际上在 $t = 3T_L$ 时, $i_L = 95\% I_L$, $t = 4T_L$ 时, $i_L = 98\% I_L$, 所以一般根据工程上要求选取 $3T_L$ 或 $4T_L$ 作为激磁过渡过程时间。

电磁时间常数, 大型直流电机 (1000~3000 千瓦), 约为 2~3.5 秒; 中型 (100~1000 千瓦), 约为 1~2 秒; 小型为 1 秒以下, (1~5 千瓦) 的约为 0.1~0.5 秒, 激磁绕组的时间常数这样大, 限制了拖动系统加工生产率的提高, 如可逆轧钢机, 按照生产技术过程的要求, 每分钟要反向 15~20 次, 也就是每 3~4 秒钟要反向一次, 可是拖动它的 F-D 系统中发电机的激磁绕组的时间常数却有 2~4 秒, 不可能满足生产要求。

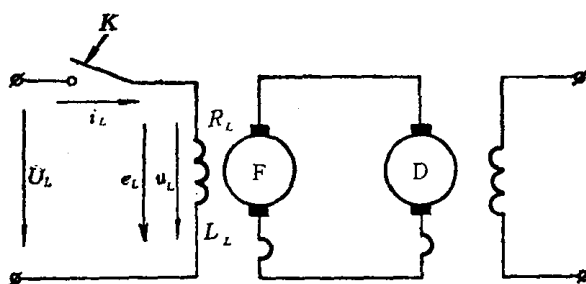


图7-11 发电机激磁绕组接通直流电源

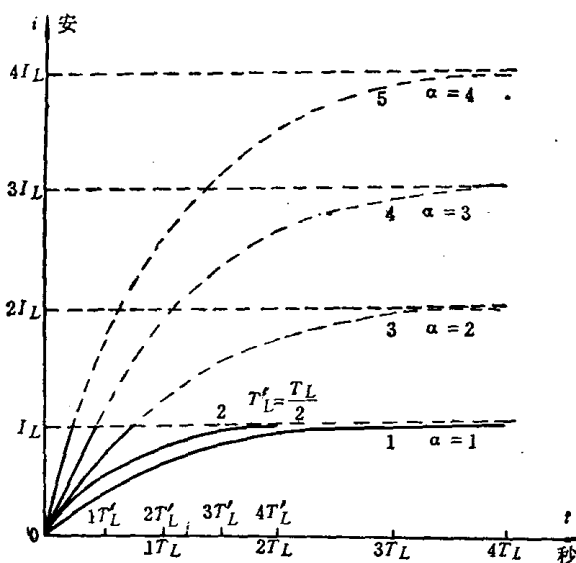


图7-12 激磁绕组接通时激磁电流的过渡过程

二、激磁过程加快方法

激磁的过渡过程持续时间的长短决定于发电机激磁绕组或激磁电路的时间常数。因此要缩短过渡过程持续时间，可以用减小激磁电路的时间常数的方法。

图 7-13 所示，激磁电路中串入电阻 R ，这时激磁电路的时间常数为

$$T'_L = \frac{L_L}{R_L + R}$$

为了仍能得到相同激磁电流，激磁电路的电压要相应升高到 U'_L ，即

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{U'_L}{R_L + R}$$

此时，激磁电流基本方程为

$$i_L = I_L \left(1 - e^{-\frac{t}{T'_L}} \right) \quad (7-15)$$

图 7-12 曲线 2 是 $R = R_L$ 时的激磁电流变化曲线，由于激磁电路电磁时间常数为原来的 $1/2$ ，因而过渡过程时间亦缩短为原来的 $1/2$ 。

另一种激磁加快方法如图 7-14 所示，激磁开始时常闭触点将电阻 R 短接，外加电压为 U'_L 此时

$$i_L = \frac{U'_L}{R_L} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) = I'_L \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right)$$

如果 $U'_L = \alpha U_L$ α 为加快系数，则

$$i_L = \frac{\alpha U_L}{R_L} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) = \alpha I_L \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) \quad (7-16)$$

$\alpha = 2, 3, 4$ 时的激磁电流变化曲线仍见图 7-12。由于外加电压提高了 α 倍，即稳态电流提高了 α 倍，虽然激磁电路的电磁时间常数未变，但达到 I_L 值的时间极大的缩短，达到所需要的 I_L 值后，电路中常闭触点断开，串入电阻 R ，使 $\frac{U'_L}{R_L + R} = I_L$ ，这种激磁方法通常叫做强迫激磁式，简称强激。

强激时，在不同 α 下，达到 I_L 值的时间，可将 $i_L = I_L$ 代入式 (7-16) 来计算。

$$I_L = \alpha I_L \left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_L}} \right)$$

解方程式得

$$t_2 = T_L \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} \quad (7-17)$$

设 $\alpha = 2$ $t_2 = 0.693 T_L$

两种加快激磁方法进行比较，可见在相同的 U_L 、 R 下，且 $R = R_L$ 时，减小电磁时间常数，可使过渡过程缩短至 $1.5 \sim 2 T_L$ ，而采用强迫激磁时，过渡过程时间仅为 $t_2 = 0.693 T_L$ 。

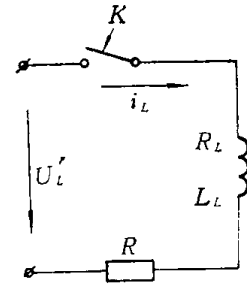


图 7-13 减小电磁时间常数加快激磁

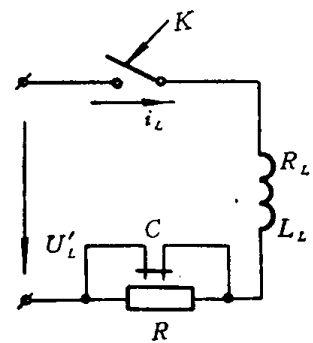


图 7-14 强迫激磁

如果要求过渡过程时间相同情况下，强迫激磁，外加电压提高的较少，对激磁电源容量要求较小，同时激磁电路中损耗亦较少。

强迫激磁比正常激磁或减小时间常数激磁，不仅在到达稳定值的时间上缩短很多，而且从图 7-12 上还看到，曲线 2、1 激磁电流开始变动得很快，到末了变动得非常慢，而曲线 3 在工作段内几乎是直线，这样可使电动机均匀加速。

从图 7-12 还可以看到，随着 α 的增大，到达稳定值的时间 t_2 减小，但是 α 数值取多少为好呢？如果认为没有强激时， i_L 到达稳定值的时间为 t_1 ，一般取 $t_1 = 4T_L$ ，代入式 (7-17) 得

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{T_L}{4T_L} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} = \frac{1}{4} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} \quad (7-18)$$

或

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{4T_L}{T_L \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}} = \frac{4}{\ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}}$$

表7-1 强迫激磁时 α 与 t_2/t_1 的关系

α	2	3	4	5	6	7	8	9	10
t_2/t_1	0.173	0.101	0.072	0.055	0.045	0.038	0.033	0.029	0.026
t_1/t_2	5.78	9.87	13.9	17.9	21.9	26.0	29.9	34	38

以表 7-1 的数据点绘成图 7-15 的曲线，明显看出 α 较大时， t_2 的减小就不显著，所以一般取：

$$\alpha = 3 \sim 4$$

三、发电机激磁绕组短接

在 F-D 系统中，发电机的激磁绕组从电源上切除，就可以使电动机停车。为了防止激磁绕组在切断电源的瞬间产生很高的感应电动势，将激磁绕组绝缘击穿，故在停车时，需将激磁绕组短接，短接前激磁绕组稳态电流为 I_L ，短接时，不附加电阻，则

$$i_L R_L + L_L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (7-19)$$

解上述一阶齐次微分方程为：

$$i_L = I_L e^{-\frac{t}{T_f}} \quad (7-20)$$

$$\text{式中 } T_f = \frac{L_L}{R_L}$$

根据式 (7-20) 所点绘的曲线，如图 7-18 中的曲线 1，这样激磁绕组短接的放电过渡过程太长了，一般在短接时串入电阻，减小放电时间常数，从而达到加快放电过渡过程，串入放电电阻的微分方程为

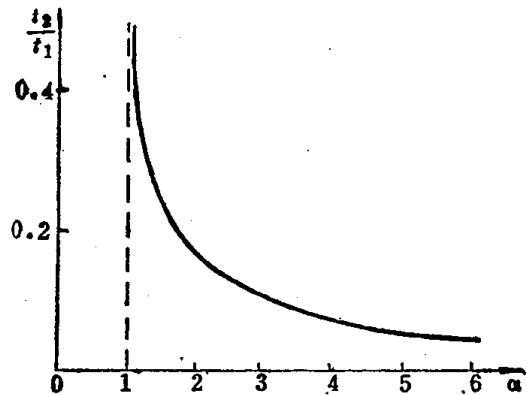


图7-15 α 与 t_2/t_1 的关系

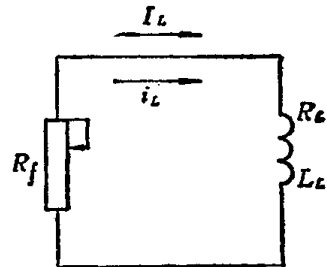


图7-16 激磁绕组短接

$$i_L(R_L + R_f) + L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (7-21)$$

$$i_L = I_L e^{-\frac{t}{T_f'}} \quad (7-22)$$

式中 $T_f' = \frac{L_L}{R_L + R_f}$

图 7-18 曲线 2 为 $R_f = R_L$ 时的曲线, 显然 T_f' 为原来的 $1/2$, 因而过渡过程时间缩短了 $1/2$, 一般选择使 $R_f = 3 \sim 5R_L$, 太小了, 会使 R_f 中功率损失太大, 且激磁过渡过程亦太长; 太大了, 激磁绕组两端电压太高。停车时一般采用自消磁方法, 即将激磁绕组从电源断开后反接至发电机电枢两端, 如图 7-17 a 所示。

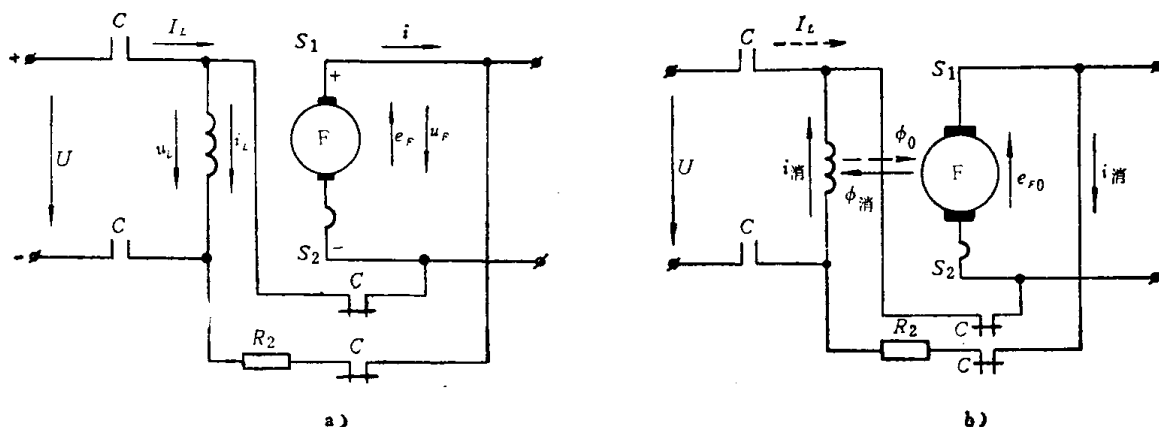


图 7-17 激磁绕组自消磁接法

图中 I_L 为停车前稳态电流, i_L 为停车过渡过程中的电流。 $e_F - iR_F = u_F$, 为了简化起见, 忽略 iR_F , 令 $e_F = u_F$,

$$e_F = u_F = K_F' i_L$$

式中 K_F' ——发电机磁化曲线斜率。

则发电机激磁回路电压方程式为

$$i_L(R_L + R_2) + L_L \frac{di_L}{dt} + u_F = 0$$

$$i_L(R_L + R_2 + K_F') + L_L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (7-23)$$

此微分方程式解为

$$i_L = I_L e^{-\frac{t}{T_f''}} \quad (7-24)$$

式中 $T_f'' = \frac{L_L}{R_L + R_2 + K_F'}$

从上面公式中可以看出, 激磁绕组短接和激磁绕组自消磁两种停车方式, 其激磁电流变化规律是相同的, 只是在自消磁接法中激磁回路电磁时间常数更小了, 放电过渡过程时间更短了。

如果停车后, 发电机激磁绕组已断开电源, 而发电机的原动机仍带着它旋转, 由于剩磁存在, 则使发电机产生剩磁电势, 从而给电动机剩磁电压, 使电动机缓慢地旋转。这样的现

象称“爬行”。爬行的速度决定于剩磁电压的大小。采用激磁绕组短接方法来停车,有剩磁时,就产生爬行,使拖动装置不能完全停车。而采用自消磁方法停车时,如图 7-17 b, 停车前稳态电流为 I_L , 停车后剩磁为 ϕ_0 , 剩磁电势为 e_{F0} , 产生自消磁电流 $I_{消}$ 与停车前稳态电流方向相反, 因而产生消磁磁通 $\phi_{消}$, 使拖动装置消除爬行, R_2 是调节消磁作用强弱的, R_2 大, 消磁作用弱, R_2 小消磁作用强。

四、发电机激磁绕组反向

激磁绕组原来正向通过稳定电流 I_L 突然加上反向电压 U'_L , 如图 7-19 所示。这时

$$i_L R_L + L_L \frac{di_L}{dt} = -U'_L \tag{7-25}$$

对微分方程求解得:

$$i_L = -\alpha I_L + (\alpha + 1) I_L e^{-\frac{t}{T_L}} \tag{7-26}$$

在不同 α 值下, 反向激磁过渡过程如图 7-18 曲线 3、4、5、6 所示, 当然 α 在 1 以上时, 为了使反向激磁电流不超过稳定值, 亦需要加设截止装置。

加快反向激磁过程, 不仅使 F-D 系统中电动机能较快地从正向运转过渡到反向运转, 还可以使用加速反向激磁来加强系统中电动机的制动。

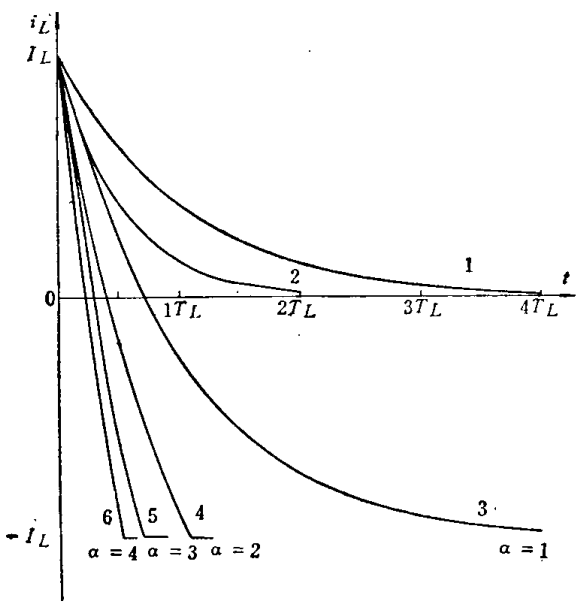


图7-18 激磁绕组短接和反向时激磁电流的过渡过程

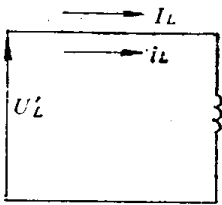


图7-19 激磁绕组反向

§ 7-6 电动机的起动过渡过程

一、电动机起动时的转速过渡过程

从上面分析已知 $i_L = \alpha I_L \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right)$

若认为拖动发电机的原动机转速不变, 同时不考虑电机磁路饱和的情况下, 则发电机的感应电势与激磁电流成正比例, 于是相应地得出发机电势的增长规律,

即
$$e_F = \alpha E_F \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right) \tag{7-27}$$

在发电机感应电势的作用下, F-D 系统主回路中, 有电流 i 流过, 而电动机已处在额定激磁状态, 电动机在电枢电流 i 和磁通 ϕ 作用下, 电动机便产生转矩。

$$M_d = C_M \phi i$$

于是电动机在转矩 M_d 作用下加速转动, 其运动基本方程式为

$$M_d - M_z = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \text{ (牛·米)} \tag{7-28}$$

式中 M_z ——负载转矩 (牛·米)。