

带直流感性負荷时磁放大器的 負荷电流增长过程¹⁾

胡家耀

摘 要

带直流感性負荷时磁放大器的动态过程具有以下两种显著的特点:

1. 在負荷电流增长过程中有着动态电压重新分布的現象,它导致負荷迴路等值時間常数的改变,并对次端(控制端)带来影响;
2. 类似綫路中負荷电流的衰减过程具有某种特殊的規律,在一般情况下不能用統一的动态方程加以描述。

本文着重討論了負荷电流增长过程的特殊規律。文中分析了动态电压重新分布的現象以及内外反饋、負荷并联电容对动态过程的影响。

在已經出版的有关磁放大器的文献中,有許多是討論动态过程的。但是,其中絕大部分仅限于分析带純电阻負荷或者是带交流感性負荷(指感性負荷接在交流迴路中)的磁放大器的过渡过程。在这两种情况下,感性元件都接在交流迴路中。实验和分析証明,接在交流迴路中的感性元件的电磁慣性对于綫路动态过程的影响只在—两个半波的时间內具有实际意义。因此,在一般的磁放大器綫路中,动态过程主要由控制迴路的慣性决定。如果磁放大器工作在特性的綫性段,动态过程就可以用一个時間常数来作为其特征。对于非綫性系統,則可以用图解分析法求解过渡过程。总之,对上述两种情况下磁放大器的动态过程,人們已經有了較系統的研究^[7]。

至于談到带直流感性負荷(指感性負荷接在被整流迴路中)的磁放大器的动态过程,問題要复杂得多,这是由这种綫路的特点所决定的:

1. 分析磁放大器的动态过程时,須要考虑工作迴路、控制迴路、位移迴路和反饋迴路多方面的电磁联系,这种联系在有直流感性負荷下,由于动态电压的重新分布将变得更加复杂;
2. 这种綫路具有典型非綫性的特点,其中通常有两种非綫性元件(磁放大器本身和整流元件)起作用。

本文想就前面指出的一些問題提出初步看法,企图引起有关同志的討論和更加深入的研究,以促进这方面科研工作地开展。

关于电流衰减过程的特殊規律,将在續篇中作专题討論。

1) 本文曾在1961年11月中国自动化学会天津学术报告会上宣讀。

一、整流线路动态过程的几个问题

如果将磁放大器的工作线圈用一感抗表示，则可将带直流感性负荷无反馈磁放大器的主回路简化为一常见的整流线路（图 1）。类似整流线路在近代电工技术领域中的应用日

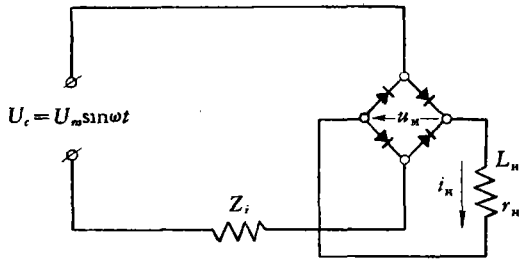


图 1. 桥式整流线路

广，其静态过程在文献中已有较详细的分析^[9]，但对于其动态过程却有待进一步探讨。

下面提出几个常参数整流线路中动态过程所共有的问题，它们将有助于对磁放大器动态过程的了解。

两种工作状态 在带感性负荷的桥式整流线路中可能有两种本质不同的工作状态。假定图 1 为理想整流线路，则当整流

桥两端电压 $u_{M_t} = L_n \frac{di_{n_t}}{dt} + i_{n_t} r_n > 0$ 时，整流线路处于正常工作状态。每一瞬时，桥上只有两对对臂同时通电， $|i_{\sim t}| = i_{n_t}$ ，整流桥前后连成统一回路。

当 $u_{M_t} = L_n \frac{di_{n_t}}{dt} + i_{n_t} r_n = 0$ 时，整流桥的四个臂同时通电，将整流回路短接成为独立的回路， $|i_{\sim t}| < i_{n_t}$ ，此时称为自治状态。

上式中： u_{M_t} ——整流桥两端电压的瞬时值，

L_n, r_n ——负荷的电感和电阻，

$i_{n_t}, i_{\sim t}$ ——负荷回路和交流回路电流的瞬时值，

t ——时间。

显然，自治状态产生的必要条件 $u_{M_t} = L_n \frac{di_{n_t}}{dt} + i_{n_t} r_n = 0$ 只有在下列两种情况下才能实现：

1. 在电流衰减过程中（ $\frac{di_{n_t}}{dt}$ 为负值），
2. 有感性负荷时（ $L_n \neq 0$ ）。

整流线路接通电源时的过渡过程 整流线路接通电源后，电流在增长过程中， $u_{M_t} = L_n \frac{di_{n_t}}{dt} + i_{n_t} r_n$ 永远大于零，因此，在这种情况下，整流线路总是处于正常状态。

如果近似地认为在过渡过程中 $\frac{i_{\sim cp}}{i_n}$ 为一常数（ $i_{\sim cp}$ 和 i_n 为每半波电流的平均值），则可将给定线路简化为一直流等值线路（图 2）。图中 U_{cp} 为电源电压的半波平均值， r_i' 为等效电源内阻。

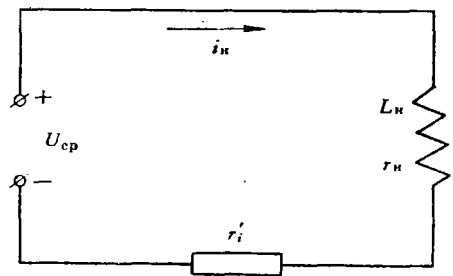


图 2. 理想整流线路的等值线路

由等值线路显而易见，过渡过程中负荷电流将按指数曲线上升，其时间常数由下式决

定：

$$\tau'_H = \frac{L_H}{r_0} = \tau_H \frac{r_H}{r_0} = \tau_H \frac{U_H}{U_{cp}},$$

$$r_0 = r_H + r'_i, \quad \tau_H = \frac{L_H}{r_H},$$

$U_H = I_H r_H$ 为稳定过程负载上的压降。

实验和分析证明，无论当整流桥前串联阻抗 Z_i 是纯电阻性或是感抗性，上述结论都能够应用。由此可以推论：在带直流感性负荷的整流线路中，桥前交流回路中的感抗不但不拖延过渡过程，而且可使它加速。从对于动态过程的等值时间常数的作用来看，桥前串联电感的作用相当于某一等效电阻。

当感性负荷并联电容时，同样也能应用等值电路的方法。这时，动态负载电流（半波平均值）可以用二阶微分方程表示：

$$I_H = \tau_H \tau'_0 \frac{d^2 i_H}{dt^2} + (\tau'_H + \tau'_0) \frac{di_H}{dt} + i_H, \tag{1}$$

式中 $\tau'_0 = \frac{r_H r'_i}{r_H + r'_i} C$ ， C 为并联电容。

当 $(\tau'_H + \tau'_0)^2 > 4\tau_H \tau'_0$ 时，动态电流是时间的单调函数。当 $(\tau'_H + \tau'_0)^2 < 4\tau_H \tau'_0$ 时，产生振荡过程。

电源电压突然降低时的过渡过程 电源电压突然降低时，整流线路的过渡过程（负载不并联电容时）一般由两个阶段组成。第一阶段 $u_m = 0$ ，整流回路转入自治状态，动态负载电流按指数曲线下降，其时间常数等于负载本身的时间常数：

$$i_H = I_{H(t=0)} e^{-t/\tau_H}. \tag{2}$$

第二阶段 $u_m > 0$ ，线路转入正常状态，动态负载电流的微分方程和电流增长过程相同，但边界条件不同。

当切断电源电压时，整流线路的过渡过程完全由第一阶段组成，第二阶段消失。

整流器非线性对动态过程的影响 当线路中采用和理想整流器性质相近的锗整流器

时，上述结论和实验结果极其相符。但是，在应用氧化铜或硒整流器时，就往往须要考虑其非线性的影响。

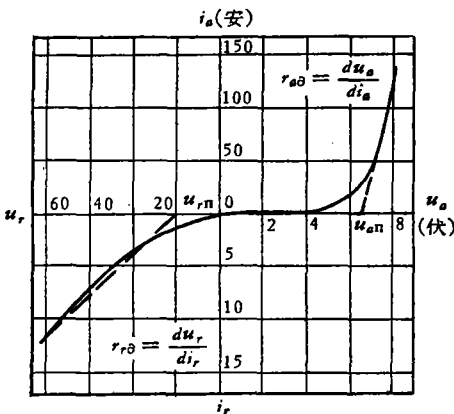


图3. 整流器特性的分段线性化

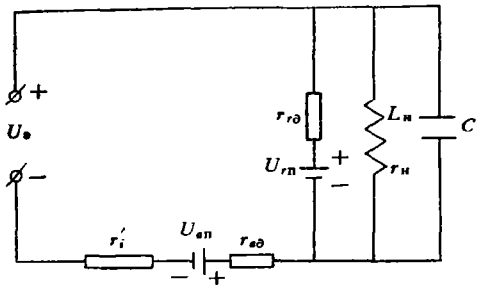


图4. 实际整流线路的等值线路

在一般情况下可以应用分段线性化方法来考虑整流器非线性的特性，即是将整流器

九乙

的非线性特性用两个直线段来代替(图 3)。这时,实际整流器可用理想整流器及两个消极电势 u_{aH} 和 u_{rH} 代替,其内阻分别为 r_{aH} 和 r_{rH} ,在电源电压幅值比消极电势 u_{rH} 为大时,整流线路可简化为图 4 的等值线路。

分析结果证明,实际整流器的存在并不改变动态方程的一般形式,但却引起一些参数的变化,从而对动态过程带来相当的影响。

上面对接通电源时理想整流线路动态过程得到的结论和公式,也完全可以应用于实际整流线路中,但是却需要进行下列校正:

$$I_H = \frac{m_0 U_{cp} - u_{aH} + u_{rH} \frac{r'_i + r_{aH}}{r_{rH}}}{r'_0},$$

$$\tau'_H = \frac{L'_H}{r'_0}, \quad \tau_c = C(r'_i + r_{aH}), \quad \tau'_0 = \tau_0 \frac{r_H}{r'_0},$$

$$L'_H = L_H \left(1 + \frac{r'_i + r_{aH}}{r_{rH}}\right), \quad r'_0 = r'_i + r_{aH} + r_H \left(1 + \frac{r'_i + r_{aH}}{r_{rH}}\right).$$

二、带直流感性负荷的无反馈磁放大器的动态过程

分析磁放大器物理过程的方法很多,但是概括起来,可以分为两大类:“微观”分析法和“宏观”分析法。前者把线路中电磁量的瞬时值作为基本计算量,后者则把半波平均值或有效值作为基本计算量。

“微观”分析法曾被广泛用来分析理想磁放大器的静态特性及决定时间常数,并且取得了很大的成效。1954年苏联 Н. П. 瓦西里耶娃(Васильева)将这一方法用来分析带直流感性负荷的无反馈磁放大器的动态过程^[6],引起了人们的注意。以后在分析类似线路

的动态过程中,“微观”分析法由于其复杂性未得到很大的发展,而“宏观”分析法则应用日多。

事实证明,在研究一般磁放大器动态过程时,采用“宏观”分析法既能简化问题,又能保证必要的工程准确度。只是在极少数特殊的快速磁放大器的线路中,由于动态过程延续时间很短(仅达几个半波),才不宜使用“宏观”分析法。但是,这些特殊线路的动态过程不在本文的讨论范围之内。

下面就将在“宏观”分析法的基础上,讨论磁放大器动态过程的一些问题。

控制回路接通电源时的动态过程 一般讲来,在上述给定条件下,磁放大器在每个半波都要经历正常和自治两种工作状态,这是由磁放大器的饱和特性所决定的。详细分析每个半波中的两种工作状态,是件复杂而又繁琐的事情,至今尚未得到很好的解决。为了简化起见,我们采用每半波的平均值作为基本的计算量。这时,对于图 5 所示的线路可以列出下面的方程式:

$$\Delta u_M = L_H \frac{d\Delta i_H}{dt} + \Delta i_H r_H, \tag{3}$$

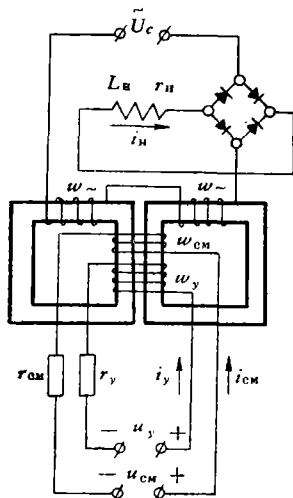


图 5. 带直流感性负荷的无反馈磁放大器线路

这时,对于图 5 所示的线路可以列出下面的方程式:

$$\Delta u_y = w_y \frac{d\Delta\phi_0}{dt} \cdot 10^{-8} + \Delta i_y r_y, \quad (4)$$

$$\Delta u_{cm} = w_{cm} \frac{d\Delta\phi_0}{dt} \cdot 10^{-8} + \Delta i_{cm} r_{cm}, \quad (5)$$

式中: i_H 、 i_y 和 i_{cm} ——负载回路、控制回路及位移回路中电流的半波平均值,

u_M 及 u_y ——整流桥两端电压及控制电压的半波平均值,

L_H 及 r_H ——负载电感及有效电阻,

r_y 及 r_{cm} ——控制及位移回路的有效电阻,

w_y 及 w_{cm} ——控制及位移线圈匝数,

ϕ_0 ——磁放大器铁心中磁通的直流分量,

符号 Δ 表示物理量对于其原始值的增量。

上面得到了带有五个未知函数的三个微分方程。为了求解动态过程, 还必需找到两个关系式。这两个关系式应该把磁放大器的原端和次端的电量和磁量联系起来。

通过对于磁放大器特性的分析, 我们得到了下列两式:

$$\Delta u_M = k'_w \Delta \sum i_0 w_0 - \Delta i_{\sim op} r_i, \quad (6)$$

$$\Delta \phi_0 \cdot 10^{-8} = k'_\phi \Delta \sum i_0 w_0 + \alpha_r \Delta u_M, \quad (7)$$

式中

$$\Delta \sum i_0 w_0 = \Delta i_y w_y + \Delta i_{cm} w_{cm}, \quad (8)$$

$i_{\sim op}$ ——交流回路电流半波平均值,

$$k'_w = \frac{\partial u_M}{\partial \sum i_0 w_0}, \quad r_i = \frac{\partial u_{\sim op}}{\partial i_{\sim op}} = - \frac{\partial u_M}{\partial i_{\sim op}},$$

$$k'_\phi = \frac{\partial \phi_0}{\partial \sum i_0 w_0} \cdot 10^{-8}, \quad \alpha_r = \frac{\partial \phi_0}{\partial u_M} \cdot 10^{-8}.$$

($u_{\sim op}$ ——交流回路中磁放大器工作线圈之压降, k'_w 、 r_i 、 k'_ϕ 等系数和磁放大器的材料、构造、特性及线路参数有关。)

如果引入一个新参数 $\sigma = \frac{\Delta i_{\sim op}}{\Delta i_H}$, 则可将式(6)化为:

$$\Delta u_M = k'_w \Delta \sum i_0 w_0 - \Delta i_H \sigma r_i, \quad (9)$$

式中 $r'_i = \sigma r_i$ 。

严格讲来, 等效电阻 r'_i 和磁化力的瞬时值和稳定值都有关系, 但近似地可以认为它只决定于磁化力的稳定值, 因此它可用静态参数确定。

其他系数 k'_w 、 k'_ϕ 和 α_r 在一般情况下都不是常数。所以整个讲来, 我们须要解非线性方程。但是在自动控制系统中, 磁放大器的信号常常只在小范围内变化, 这时往往可以近似地认为磁放大器工作于特性的线性部分, 而上述系数保持不变。下面就分析一下线性系统的动态过程。

将方程式(3)、(4)、(5)、(7)、(8)和(9)化为算子形式求解可得:

$$\Delta i_y(p) = \frac{\Delta I_y}{p} \cdot \frac{(\tau'_H \tau_{cm(0)} + \tau_H \tau_{cm(r)}) p^2 + (\tau'_H + \tau_{cm(0)} + \tau_{cm(r)}) p + 1}{(\tau'_H \tau_{0(0)} + \tau_H \tau_{0(r)}) p^2 + (\tau'_H + \tau_{0(0)} + \tau_{0(r)}) p + 1}, \quad (10)$$

$$\Delta i_H(p) = \frac{\Delta I_H}{p} \cdot \frac{1}{(\tau'_H \tau_{0(0)} + \tau_H \tau_{0(r)}) p^2 + (\tau'_H + \tau_{0(0)} + \tau_{0(r)}) p + 1}. \quad (11)$$

公式(10)及(11)可以改写为下面的微分形式:

$$\Delta I_y = \frac{\Delta U_y}{r_y} = (\tau'_H \tau_{0(c)} + \tau_H \tau_{0(r)}) \frac{d^2 \Delta i_y}{dt^2} + (\tau'_H + \tau_{0(c)} + \tau_{0(r)}) \frac{d \Delta i_y}{dt} + \Delta i_y, \quad (12)$$

$$\Delta I_H = k_{I_w} \Delta I_y \omega_y = (\tau'_H \tau_{0(c)} + \tau_H \tau_{0(r)}) \frac{d^2 \Delta i_H}{dt^2} + (\tau'_H + \tau_{0(c)} + \tau_{0(r)}) \frac{d \Delta i_H}{dt} + \Delta i_H. \quad (13)$$

上式中 $\tau_H = \frac{L_H}{r_H}, \quad \tau'_H = \frac{L_H}{r_\theta} = \frac{L_H}{r'_i + r_H} = \tau_H \frac{r_H}{r_\theta},$

$$\tau_{0(c)} = \left(\frac{\omega_y^2}{r_y} + \frac{\omega_{cm}^2}{r_{cm}} \right) k'_\phi = \tau_{y(c)} + \tau_{cm(c)},$$

$$\tau_{0(r)} = \left(\frac{\omega_y^2}{r_y} + \frac{\omega_{cm}^2}{r_{cm}} \right) \alpha_r k'_w = \tau_{y(r)} + \tau_{cm(r)}.$$

公式(10)至(13)就是所要求的动态电流方程式。这些公式说明,磁放大器的动态过程和电机放大器有所不同,这可以从两个方面来分析。

1. 在磁放大器线路中,由于负荷电感和整流桥前串连阻抗的作用,将产生动态电压的重新分布,因而动态过程中 $u_M = f(\sum I_0 \omega_0)$ 的关系就和静态不同。这点反映在式(6)和式(9)中。动态电压的重新分布导致负载回路等值时间常数 τ'_H 的减少,其减少的相对值由下式决定:

$$\frac{\tau'_H}{\tau_H} = \frac{r_H}{r_\theta} = f\left(\frac{\sum I_0 \omega_0}{\sum I_0 \omega_{0最大}}\right).$$

图6所示为 YM—51·65/46 型磁放大器的 $\frac{\tau'_H}{\tau_H} = f\left(\frac{\sum I_0 \omega_0}{\sum I_0 \omega_{0最大}}\right)$ 函数曲线。由图可

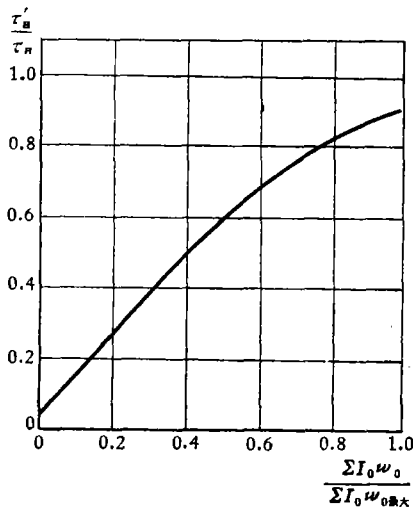


图6. $\tau'_H/\tau_H = f\left(\frac{\sum I_0 \omega_0}{\sum I_0 \omega_{0最大}}\right)$ 曲线

见,在弱激磁下 τ'_H 远小于 τ_H ,而当磁化力 $\sum I_0 \omega_0$ 接近其最大值时, τ'_H 也接近 τ_H . 因此,在强激磁下,可以将动态电压重新分布的影响忽略不计。

动态电压重新分布对动态过程的影响还和 $\frac{\tau_0}{\tau'_H}$ 的比值有关, $\frac{\tau_0}{\tau'_H}$ 愈大,这种影响愈小,当 $\frac{\tau_0}{\tau'_H}$ 达一定数值时(一般可取 $\frac{\tau_0}{\tau'_H} > 2$ 时),也可将上述影响忽略不计。

假定忽略了动态电压重新分布的影响,令 $r'_i = 0$ 和 $\tau'_H = \tau_H$, 则式(12)及(13)可以简化为:

$$\Delta I_y = \tau_H \tau_0 \frac{d^2 \Delta i_y}{dt^2} + (\tau_H + \tau_0) \frac{d \Delta i_y}{dt} + \Delta i_y, \quad (14)$$

$$\Delta I_H = \tau_H \tau_0 \frac{d^2 \Delta i_H}{dt^2} + (\tau_H + \tau_0) \frac{d \Delta i_H}{dt} + \Delta i_H, \quad (15)$$

式中 $\tau_0 = \tau_{0(c)} + \tau_{0(r)}$.

公式(14)和(15)与文献[7]的结论完全符合。

1) 如考虑原始条件,则式(14)可简化为: $\Delta I_y = \tau_0 \frac{d \Delta i_y}{dt} + \Delta i_y.$

2. 在磁放大器中由于原端和次端的电磁联系[参阅公式(6)和(7)], 动态电压的重新分布也给次端线路带来影响。因此严格讲来, 控制回路的过渡过程不能用一个时间常数来作为特征。这点作为物理概念固然重要, 但是对于实际计算却往往意义不大, 因此在工程计算中常可将其忽略不计。

公式(10)至(13)能够比较全面地反映磁放大器的动态物理过程, 但在实际应用时却须要分别求出 $\tau_{0(e)}$ 和 $\tau_{0(r)}$, 这是非常不便的。

实验和计算证明, 在保证工程准确度的前提下, 完全可以把式(12)和(13)简化如下:

$$\Delta I_y = \tau'_H \tau_0 \frac{d^2 \Delta i_y}{dt^2} + (\tau'_H + \tau_0) \frac{d \Delta i_y}{dt} + \Delta i_y, \quad (16)$$

$$\Delta I_H = k_{I\omega} \Delta I_y \omega_y = \tau'_H \tau_0 \frac{d^2 \Delta i_H}{dt^2} + (\tau'_H + \tau_0) \frac{d \Delta i_H}{dt} + \Delta i_H. \quad (17)$$

与此相适应, 磁放大器的线路可以用图7的直流等值线路来代替。这样一来, 直流机及电机放大机的动态理论就完全可以近似地应用于磁放大器的电流增长过程。

负荷并联电容对动态过程的影响 上述方法完全可以用于负荷并联电容的情况。通过类似的推引过程可以得到接通控制回路时的动态方程:

$$\Delta i_y(p) = \frac{\Delta I_y}{p} \times \frac{\tau_H \tau'_0 \tau_{cm(e)} p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_{cm(e)} + \tau_H \tau_{cm(r)} + \tau'_0 \tau_{cm(e)}) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_{cm}) p + 1}{\tau_H \tau'_0 \tau_{0(e)} p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_{0(e)} + \tau_H \tau_{0(r)} + \tau'_0 \tau_{0(e)}) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_0) p + 1}, \quad (18)$$

$$\Delta i_H(p) = \frac{\Delta I_H}{p} \times \frac{1}{\tau_H \tau'_0 \tau_{0(e)} p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_{0(e)} + \tau_H \tau_{0(r)} + \tau'_0 \tau_{0(e)}) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_0) p + 1}. \quad (19)$$

式(18)和(19)可以近似地简化为:

$$\Delta i(p) = \frac{\Delta I_y}{p} \cdot \frac{\tau_H \tau'_0 \tau_{cm} p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_{cm} \rho + \tau'_0 \tau_{cm}) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_{cm}) p + 1}{\tau_H \tau'_0 \tau_0 p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_0 \rho + \tau'_0 \tau_0) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_0) p + 1}, \quad (20)$$

$$\Delta i_H(p) = \frac{\Delta I_H}{p} \cdot \frac{1}{\tau_H \tau'_0 \tau_0 p^3 + (\tau_H \tau'_0 + \tau'_H \tau_0 \rho + \tau'_0 \tau_0) p^2 + (\tau'_H + \tau'_0 + \tau_0) p + 1}, \quad (21)$$

式中

$$\rho = 1 + \frac{r'_i}{r_H} \cdot \frac{\tau_{0(r)}}{\tau_0}.$$

实际计算时可近似地认为 ρ 在动态过程中不变。对于用变压器钢的 III 型或 II 型磁放大器可以取 $\rho = 1.7-2.3$ 。

当磁化力较强 ($\sum I_0 \omega_0 \geq 60\% \sum I_0 \omega_{0\max}$), $\tau_0/\tau_0 \rightarrow 0$ 或是 $\tau'_H/\tau_0 \rightarrow 0$ 时, 可令 $\rho = 1$, 这时动态方程可以进一步简化。

分析上式可见, 并联电容对动态过程的质和量都有显著的影响。 τ_0/τ'_H 和 τ_0/τ_0 的数值愈大, 这影响也愈大。

随着参数配合的不同, 动态过程的规律由量变发展到质变。假定 $\rho = 1$, 则当 ($\tau'_H +$

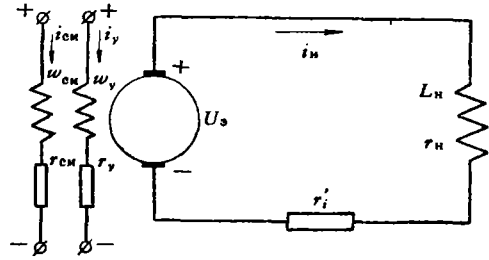


图7. 带直流感性负荷磁放大器的等值线路

$\tau'_c)^2 > 4\tau_H\tau'_c$ 时, 动态过程具有单调性质; 而当 $(\tau'_H + \tau'_c)^2 < 4\tau_H\tau'_c$ 时, 动态过程就变为振荡过程。

如果 $C = 0, \tau_c = \tau'_c = 0$, 则式(18)和(19)可简化为式(10)和(11)。

控制回路切断时的动态过程 和整流线路一样, 磁放大器线路中的电流衰减过程与电流增长过程也有重大的区别。

控制回路切断时, 动态过程一般由三个阶段组成。切断初期, 由于位移回路的电磁惯性(或是由于并联电容的作用), 桥端电压 u_M 不能突变。因此在第一阶段, $u_M > 0$, 线路处于正常状态, 动态方程和上面得到的相同(但边界条件不同), 直到 u_M 下降到零, 才开始第二阶段; 第二阶段, $u_M = 0$, 负载回路转入自治状态, 动态过程规律和整流线路相同。这阶段中, 桥前交流回路电流的半波平均值保持不变, 而负载电流按式(2)下降(不过 $t = 0$ 应由第二阶段开始算起), 直到其值和交流回路电流值相等, 于是开始第三阶段; 第三阶段, $u_M > 0$, 线路重新转入正常状态, 直至达到稳定值为止。

如果线路中没有位移回路和并联电容, 则上述的第一阶段消失, 动态过程只由后两个阶段构成。

三、带直流感性负荷的有反馈磁放大器的动态过程

带外反馈的磁放大器的动态过程 对于带外反馈的磁放大器线路(图8)在正常工作下的工作可以写出下列微分方程:

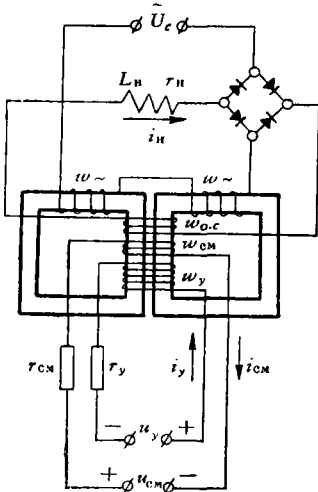


图8. 带直流感性负荷及外反馈的磁放大器的线路

$$\Delta u_y = w_y \frac{d\Delta\phi_0}{dt} \cdot 10^{-8} + \Delta i_y r_y,$$

$$\Delta u_{o.c} = w_{o.c} \frac{d\Delta\phi_0}{dt} \cdot 10^{-8} + \Delta i_{o.c} r_{o.c},$$

$$\Delta\phi_0 \cdot 10^{-8} = k'_\phi \Delta \Sigma i_0 w_0 + \alpha_r \Delta u_M,$$

$$\Delta u_M = L_H \frac{d\Delta i_H}{dt} + \Delta i_H r_H + w_{o.c} \frac{d\Delta\phi_0}{dt} \cdot 10^{-8}, \quad (22)$$

$$\Delta u_M = k'_{w(o.c)} (\Delta i_y w_y + \Delta i_{o.c} w_{o.c}) - \Delta i_H r'_i, \quad (23)$$

$$\Delta \Sigma i_0 w_0 = \Delta i_y w_y + \Delta i_{o.c} w_{o.c} + \Delta i_H w_{o.c}, \quad (24)$$

式中 $w_{o.c}$ ——反馈线圈匝数,

$$k'_{w(o.c)} = k'_w \left(1 + k_{l.o.c} \frac{w_{o.c}}{w_y} \right), \quad k_{l.o.c} = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_y}.$$

对于线性系统, 用算子法解式(4)、(5)、(7)、(22)、(23)和(24)可得:

$$\Delta i_y(p) = \frac{\Delta I_y}{p} \cdot \frac{\left[\tau_{o.c(r)} \tau'_H + \tau_H \tau_{o.c(r)} \left(1 + k_{l.o.c} \frac{w_{o.c}}{w_y} \right) \right] p^2 + \tau_{\theta.o.c} p + 1}{\left[\tau_{o(c)} \tau'_H + \tau_H \tau_{o(c)} \left(1 + k_{l.o.c} \frac{w_{o.c}}{w_y} \right) \right] p^2 + \tau_{\theta.o} p + 1}, \quad (25)$$

$$\Delta i_H(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{\frac{\Delta I_H}{w_{o.c}} \left[\tau'_{o(c)} + \tau_{o(c)} \left(1 + k_{l.o.c} \frac{w_{o.c}}{w_y} \right) \right] \Delta I_y p}{\left[\tau_{o(c)} \tau'_H + \tau_H \tau_{o(c)} \left(1 + k_{l.o.c} \frac{w_{o.c}}{w_y} \right) \right] p^2 + \tau_{\theta.o} p + 1}, \quad (26)$$

这里, $\tau_{\theta \cdot \text{cm}} = \tau'_{\text{H}} + \tau'_{\theta \cdot c(c)} + \tau_{\text{cm}} \left(1 + k_{I\theta \cdot c} \frac{w_{\theta \cdot c}}{w_y} \right) - \frac{\alpha_r w_{\theta \cdot c} \tau'_{i'}}{r_{\theta}}$,

$$\tau_{\theta \cdot o} = \tau'_{\text{H}} + \tau'_{\theta \cdot c(c)} + \tau_0 \left(1 + k_{I\theta \cdot c} \frac{w_{\theta \cdot c}}{w_y} \right) - \frac{\alpha_r w_{\theta \cdot c} \tau'_{i'}}{r_{\theta}},$$

$$\tau'_{\theta \cdot c(c)} = \frac{w_{\theta \cdot c}^2 k'_{\Phi}}{r_{\theta}}, \quad \tau_{\theta \cdot c(r)} = \frac{w_{\theta \cdot c}^2}{r_{\text{H}}} \alpha_r k_w,$$

$$\tau_{\text{cm}} = \tau_{\text{cm}(c)} + \tau_{\text{cm}(r)}, \quad \tau_0 = \tau_{0(c)} + \tau_{0(r)}.$$

在保証工程准确度的前提下, 式(25)和(26)可近似地簡化为:

$$\Delta i_y(p) = \frac{\Delta I_y}{p} \cdot \frac{\tau_{\text{cm}(o \cdot c)} \tau'_{\text{H}} p^2 + (\tau_{\text{cm}(o \cdot c)} + \tau'_{\text{H}}) p + 1}{\tau_{0(o \cdot c)} \tau'_{\text{H}} p^2 + (\tau_{0(o \cdot c)} + \tau'_{\text{H}}) p + 1}, \quad (27)$$

$$\Delta i_{\text{H}}(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{\Delta I_{\text{H}} - \frac{w_y}{w_{\theta \cdot c}} \tau'_{\theta \cdot c} \Delta I_y p}{\tau_{0(o \cdot c)} \tau'_{\text{H}} p^2 + (\tau_{0(o \cdot c)} + \tau'_{\text{H}}) p + 1}, \quad (28)$$

$$\tau_{\text{cm}(o \cdot c)} = \tau_{\text{cm}} \left(1 + k_{I\theta \cdot c} \frac{w_{\theta \cdot c}}{w_y} \right) = \tau_{\text{cm}} \frac{k_{I\theta \cdot c}}{k_I},$$

$$\tau_{0(o \cdot c)} = \tau_0 \left(1 + k_{I\theta \cdot c} \frac{w_{\theta \cdot c}}{w_y} \right) = \tau_0 \frac{k_{I\theta \cdot c}}{k_I}.$$

式(27)和(28)对应于下列微分方程:

$$\Delta I_y = \tau'_{\text{H}} \tau_{0(o \cdot c)} \frac{d^2 \Delta i_y}{dt^2} + (\tau'_{\text{H}} + \tau_{0(o \cdot c)}) \frac{d \Delta i_y}{dt} + \Delta i_y, \quad (29)$$

$$\Delta I_{\text{H}} = \tau'_{\text{H}} \tau_{0(o \cdot c)} \frac{d^2 \Delta i_{\text{H}}}{dt^2} + (\tau'_{\text{H}} + \tau_{0(o \cdot c)}) \frac{d \Delta i_{\text{H}}}{dt} + \Delta i_{\text{H}}. \quad (30)$$

将式(29)、(30)与式(16)、(17)相对照, 可以看出, 如果将 τ_0 用 $\tau_{0(o \cdot c)}$ 代替, 則对无反饋磁放大器得到的动态方程可以应用于带外反饋的磁放大器綫路, 反之亦然。

反饋的采用主要导致了时间常数的增加, 时间常数与电流放大系数成正比。另外, 反饋綫圈的存在还促使原次端电磁联系的加强, 这点反映在式(25)至(28)中。

带內反饋的磁放大器的动态过程 带內反饋的磁放大器綫路的主要特点之一在于其工作綫圈不接在交流迴路中, 而接在有直流成分的半波脉振电流迴路內, 这就决定了它和带外反饋的磁放大器动态过程的主要区别。

分析証明, 对带外反饋的磁放大器得到的接通控制迴路时的动态方程(29)及(30)也可以推广应用于带內反饋的磁放大器的綫路中, 但是式中的内容有了变化:

$$\tau'_{\text{H}} = \frac{L_{\text{H}} + L'_{i(y)}}{r_{\text{H}} + r'_{\sim}},$$

式中 r'_{\sim} 和 $L'_{i(y)}$ 为带內反饋的磁放大器工作綫圈的电阻和稳定过程的电感值 (折算到負荷迴路后)。

通常 $L_{\text{H}} \gg L'_{i(y)}$, $r_{\text{H}} \gg r'_{\sim}$, 这时可以近似地认为 $\tau'_{\text{H}} = \tau_{\text{H}}$ 。

由此可見, 在綫路参数相同及电流放大系数相同 ($\tau_{0(o \cdot c)}$ 相同) 的情况下, 带內反饋的磁放大器的慣性要較带外反饋的磁放大器为大, 这主要是由于 τ'_{H} 的差别。这一点在磁放大器工作于弱激磁 ($\tau'_{\text{H}} \ll \tau_{\text{H}}$) 和 $\tau_{0(o \cdot c)}$ 与 τ_{H} 相近的条件下有显著意义。反之, 如果磁放

大器工作于強激磁下,或者 $\tau_{0(o.c.)} \gg \tau_H$, 上述問題就失去了实际意义(因为这时 τ_H' 对动态过程影响很小)。

为了验证本文基本思想的正确性,作者曾进行一些实验和计算。这里只将其部分结果列入图 9 中作为示范。通过对实验和计算数据的比较可以看出,上述基本思想和方法能够相当准确地反映磁放大器动态过程的规律,因而可以应用于工程技术中去。

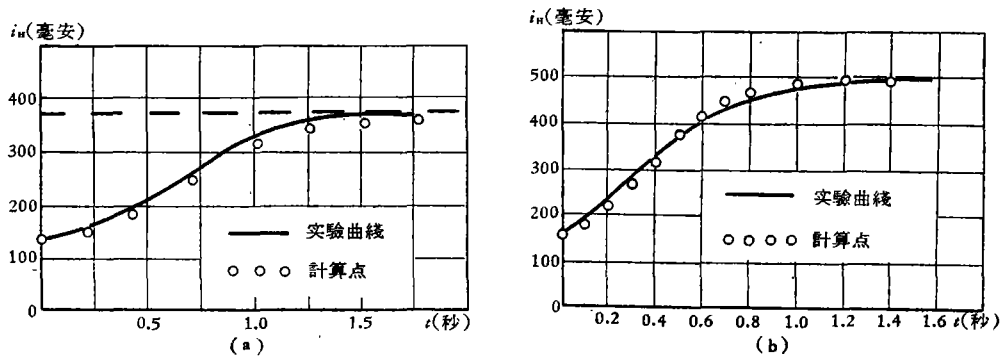


图 9. 带直流感性负荷磁放大器之动态过程(控制回路接通时)

(a) 无反馈磁放大器; (b) 带外反馈磁放大器

四、基本结论

1. 在带直流感性负荷的磁放大器的动态过程中,可能出现两种性质不同的工作状态:正常状态和自治状态。电流的增长过程总是处于正常状态,而电流的衰减过程则通常包含自治状态。

2. 在电流增长过程中发现有动态电压重新分布的现象,其结果会导致负载回路等值时间常数的改变。由于在磁放大器线路中原次端电磁连系的存在,动态电压的重新分布还将影响到次端的动态过程,因此,严格讲来,即使在无反馈的条件下,控制回路的过渡过程也不能仅用一个时间常数来作为特征。

在上述这两个因素中,前者在很多情况下具有现实意义;而后者更多地具有理论价值,因而在工程计算时往往可以忽略。如果忽略后者而考虑前者,则对带直流感性负荷的磁放大器的电流增长过程可以应用电机放大机的动态理论,从而使问题大大简化。

3. 当磁放大器的工作线圈位于交流回路时(无反馈及外反馈线路),动态电压的重新分布必然会导致负载回路等值时间常数的减少,这在弱激磁时相当显著。从这个意义上讲,接在交流回路的感抗等值于某一电阻,它不但不拖延过渡过程,而且反加速过渡过程。

如果磁放大器的工作线圈位于有直流成分的整流回路中(如内反馈线路),则等值时间常数的变化趋向决定于参数的配合。在一般的情况下,它和原来负载本身的时间常数相近。由此看来,在线路参数及电流放大系数相同的条件下,内反馈磁放大器线路的电磁惯性一般要较外反馈线路为大。

参 考 文 献

- [1] Ху Цзя-яо, Исследование переходных процессов в магнитных усилителях с активно-индуктивной нагрузкой, включённой в цепь выпрямленного тока, Кандидатская диссертация Ураль-

- ского Политехнического института, Свердловск, 1960, 52—132.
- [2] Ху Цзя-яо и Шубенко, В. А., Переходный процесс выпрямительной цепи с активно-индуктивной нагрузкой и предвключенным сопротивлением, *Электромеханика*, 1960, № 5, 77—86.
- [3] Ху Цзя-яо и Шубенко, В. А., Переходные процессы в магнитных усилителях с активно-индуктивной нагрузкой в цепи выпрямленного тока, *Электричество*, 1960, № 10, 35—40.
- [4] Сафрис, Л. В., К вопросу о переходных процессах магнитных усилителей с индуктивной нагрузкой, включенной через выпрямитель, *Автоматика и Телемеханика*, 1958, № 3, 228—238.
- [5] Бессонов, Л. А., Автоколебания в электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1958, 160—168.
- [6] Васильева, Н. П., Работа магнитных усилителей с индуктивно-активной нагрузкой, включенной через выпрямительный мост, *Автоматика и телемеханика*, 1954, № 6.
- [7] Розенблат, М. А., Магнитные усилители, Советское радио, 1956, гл. 12, 622—678.
- [8] Storm, H. F., *Magnetic Amplifiers*, 1955, part II, chapter 12.
- [9] Комар, В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, 1948.
- [10] Бессонов, Л. А., Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
- [11] Бессонов, Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1951.
- [12] 李华天, 磁放大器的过渡过程, 自动化电力拖动, 1954 年, № 4 及 1959 年, № 5.

ON THE DYNAMIC PROCESS OF THE CURRENT RISE OF MAGNETIC AMPLIFIERS WITH INDUCTIVE LOAD

HU JIA-YAO

In this paper, the dynamic process of the current rise of magnetic amplifiers with inductive load is investigated with a consideration of the redistribution of voltages which leads to a change in the equivalent time-constant of the load-circuit and in the dynamic behaviour of the secondary circuit. Influence of paralleled condenser load, and the internal and external feedback on the dynamic process are also considered.