

带反电势负载的磁放大器的动态分析*

謝 紀 龍

摘 要

本文针对带反电势负载的磁放大器的动态过程进行了分析,并讨论了对应于负载回路中各种不同电感值的五种工作情况。系统的动特性由非线性微分方程所描述,提出了用相平面法分析过渡过程,并进行了实验验证。

一、引 言

由磁放大器供电的直流电气传动系统,在国内外已经获得广泛的应用,但其工作机理,特别是有关磁放大器的动态过程,从已发表的文献来看,讨论得还不多。

本文从静特性分析入手,推导出动静态方程,并进一步提出分析动特性及计算过渡过程的方法。线路被接成内反馈形式,如图1所示。

本文的分析是在下述假定前提下进行的:

(1) 铁心材料具有如图2所示的理想特性,其动态宽度为 AW_c (即铁心磁通变化大时所需的磁化力),静态宽度为零(即磁通变化小时或不变化时的磁化力),且 AW_c 值很小;

(2) 控制回路的电阻 R_y 值及控制电压 u_y 值均很小;

(3) 整流器的正向电阻为零,反向电阻为无限大。

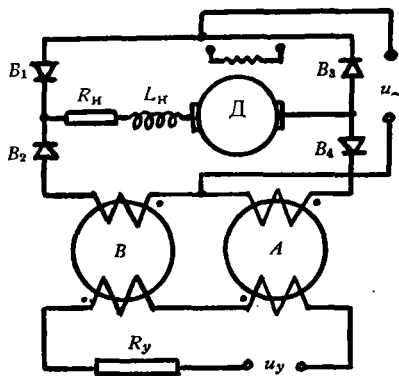


图 1.

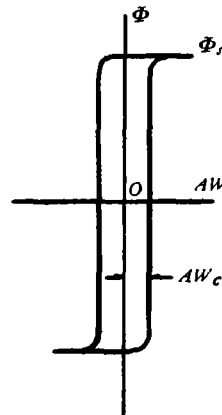


图 2.

* 本文于1963年12月10日收到。

二、带反电势及纯电阻负载 $\alpha_3 = \pi - \alpha_1$ 时的工作情况 (第一种工作情况)分析

当负载回路不带外部串联电感且电动机电枢电感较之负载回路中的总电阻很小以致可以忽略不计时,即是本节所讨论的这种工作情况。

当电源电压 $u_{\sim} = u_m \sin \omega t$ 上升到等于反电势 E 时,即 $\omega t = \alpha = \alpha_1$ 时,

$$\alpha_1 = \sin^{-1} \frac{E}{u_m} = \sin^{-1} x, \quad (1)$$

式中 x 是表征反电势 E 的相对值。

在正半波中,从 α_1 以后, A 铁心增磁, B 铁心去磁,当到达 α_2 时, A 铁心饱和。 α_1 到 α_2 期间的控制电流为

$$i_y = -AW_c/W_y,$$

式中 W_y 为每个铁心上控制线圈的匝数。工作回路中的电流(通过 A 铁心上的工作线圈)

$$i_H = 2AW_c/W_{\sim},$$

式中 W_{\sim} 为每个铁心上工作线圈的匝数。在整个正半波中, B 铁心上的工作线圈是断开的。 A 铁心饱和后的工作电流

$$i_H = (u_m \sin \alpha - E)/R_H,$$

式中 R_H 为工作回路中的总电阻。当相角为 α_3 时,电流停止流通,此时,我们称 α_3 为截止角。显然,在此情况下, $\alpha_3 = \pi - \alpha_1$ 。工作电流的平均值为

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{2AW_c}{W_{\sim}} d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3 = \pi - \alpha_1} \frac{u_m \sin \alpha - E}{R_H} d\alpha.$$

当 AW_c 很小时,可得

$$I_H = \frac{1}{R_H \pi} [u_m (\cos \alpha_2 + \sqrt{1 - x^2}) + E(\alpha_2 + \sin^{-1} x - \pi)].$$

用 $I = I_H / \left(\frac{u_m}{\pi R_H} \right)$ 表示电流的相对值,则得

$$I = \cos \alpha_2 + \sqrt{1 - x^2} + x(\alpha_2 + \sin^{-1} x - \pi). \quad (2)$$

控制回路中的控制电压

$$u_y = \frac{W_y d\Phi_A}{10^8 dt} + \frac{W_y d\Phi_B}{10^8 dt} + i_y R_y. \quad (3)$$

根据假设,当 R_y 及 u_y 值很小时,

$$\frac{d\Phi_A}{dt} \cong -\frac{d\Phi_B}{dt},$$

即两铁心的磁通大小相等,方向相反。铁心 A 未饱和时,由工作回路可得

$$\frac{W_{\sim} d\Phi_A}{10^8 dt} = u_m \sin \omega t - E \cong -\frac{W_{\sim} d\Phi_B}{10^8 dt},$$

而在铁心 A 饱和后,则

$$\frac{W_{\sim} d\Phi_A}{10^8 dt} \cong -\frac{W_{\sim} d\Phi_B}{dt} = 0.$$

此時, 鐵心 B 處於未飽和狀態, 同時其磁通又不變化, 工作在靜磁滯環上。由假設可知其總磁化力為零, 故控制電流為零, 而其平均值則為

$$I_y = \frac{-AW_c(\alpha_2 - \alpha_1)}{\pi W_y} \quad (4)$$

控制電壓

$$u_y = \frac{-AW_c(\alpha_2 - \alpha_1)}{\pi W_y} R_y \quad (5)$$

根據上述結果, 可以繪制如圖 3 所示的波形。圖中 u_B 為負載端電壓, Φ_1 為一鐵心飽和時另一鐵心中的磁通值。

由圖 3 可知

$$\begin{aligned} \Phi_A + \Phi_B &= \Phi_s + \Phi_1 = 2\Phi_s - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} (u_{\sim} - E) d\omega t, \\ \Phi_A + \Phi_B &= 2\Phi_s + \frac{10^8 u_m}{\omega W_{\sim}} [\cos \alpha_2 - \sqrt{1-x^2} + x(\alpha_2 - \sin^{-1}x)]. \end{aligned} \quad (6)$$

上式也說明 $\Phi_A + \Phi_B$ 在每一時刻都是不變的。

在動態情況下, 電動機的工作方程為

$$C_m I_n = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} + M_c, \quad (7)$$

$$E = C_e n, \quad (8)$$

式中 M_c 為靜負載力矩, n 為電動機轉速, C_e 及 C_m 為電機常數, GD^2 為慣性矩。由式(3)可得

$$u_y \int_0^{\pi/\omega} dt = \Delta(\Phi_A + \Phi_B) \frac{W_y}{10^8} + R_y \int_0^{\pi/\omega} i_y dt.$$

設 $\Delta t = \pi/\omega$, 即半波的時間為微小增量, 而 $\Delta(\Phi_A + \Phi_B)$ 為兩鐵心磁通之和在每半波中的增量。由假設可知 R_y 很小, 故動態過程時間很長 (相對於交流電源的週期)。於是可得

$$\frac{\Delta(\Phi_A + \Phi_B)}{\Delta t} \cong \frac{d}{dt} (\Phi_A + \Phi_B).$$

用連續函數代替不連續函數, 則

$$u_y = \frac{W_y d(\Phi_A + \Phi_B)}{10^8 dt} + I_y R_y, \quad (9)$$

式中 u_y 及 I_y 為每半波的平均值。由式(2), (4), (6), (7), (8) 及 (9) 可得

$$\theta \frac{dx}{dt} + M = \cos \alpha_2 + \sqrt{1-x^2} + x(\alpha_2 + \sin^{-1}x - \pi), \quad (10)$$

$$u = \theta \frac{dx}{dt} + (\pi - 2 \sin^{-1}x) \frac{dx}{dt} + Y(\sin^{-1}x - \alpha_2), \quad (11)$$

式中

$$u = \frac{u_y \omega W_{\sim}}{W_y u_m} \text{ 表征控制信號,}$$

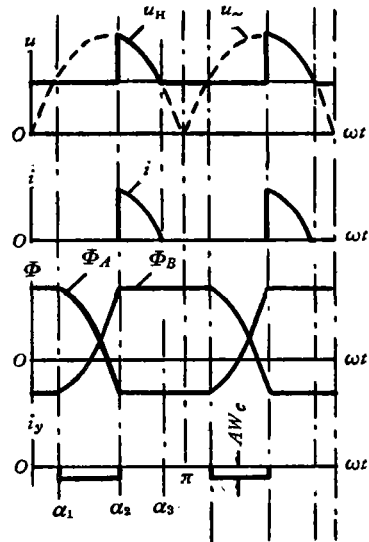


圖 3.

$\theta = \frac{GD^2 R_H \pi}{375 C_e C_m}$ 表征电动机的机电时间常数,

$Y = \frac{AW_c W \sim \omega R_y}{\pi W_y^2 u_m}$ 表征磁放大器的常数,

$M = \frac{M_c R_H \pi}{C_m u_m}$ 表征静负载.

式(10)及式(11)组成了动态关系式,而当对时间的各阶导数为零时,则为静态关系式.

三、带反电势及电感电阻负载 $\pi - \alpha_1 < \alpha_3 < \pi$ 时的工作情况 (第二种工作情况)分析

由于负载回路中存在电感 L_H , 故在回路中,

$$i_H R_H + L_H \frac{di_H}{dt} = u_m \sin \omega t - E.$$

当 $\omega t = \alpha_2$ 时, $i_H = 0$ 为起始条件. 此时,

$$i = \frac{i_H}{u_m / R_H} = [\cos \varphi \sin(\alpha - \varphi) - x] - [\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) - x] e^{\frac{\alpha_2 - \alpha}{\omega T}}, \quad (12)$$

式中 $T = L_H / R_H$, $\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_H}{R_H} \right)$.

当 $\alpha = \alpha_3$ 时, $i = 0$. 于是可得

$$\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) - x = [\cos \varphi \sin(\alpha_3 - \varphi) - x] e^{\frac{\alpha_3 - \alpha_2}{\omega T}}. \quad (13)$$

磁通只有在电源电压大于反电势同时两铁心都不饱和时才可能变化,也只有在此期间才可能有控制电流. 在 $\pi - \alpha_1$ 以后,负载电流还继续流过,所以端电压仍与电源电压一样. 在没有电流时,它等于反电势 E . 磁通的变化情况与第一种工作情况相同. 各个量的波形如图 4 所示.

电流的平均值,可由式(12)求得:

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} i d\omega t = \\ &= \cos \alpha_2 - \cos \alpha_3 - x(\alpha_3 - \alpha_2). \end{aligned} \quad (14)$$

由式(4),(6),(7),(8),(9)及(14)解得

$$\theta \frac{dx}{dt} + M = \cos \alpha_2 - \cos \alpha_3 - x(\alpha_3 - \alpha_2), \quad (15)$$

$$\begin{aligned} u &= \theta \frac{d^2 x}{dt^2} + (\alpha_3 - \sin^{-1} x) \frac{dx}{dt} + \\ &+ (x - \sin \alpha_3) \frac{d\alpha_3}{dt} + Y(\sin^{-1} x - \alpha_2). \end{aligned} \quad (16)$$

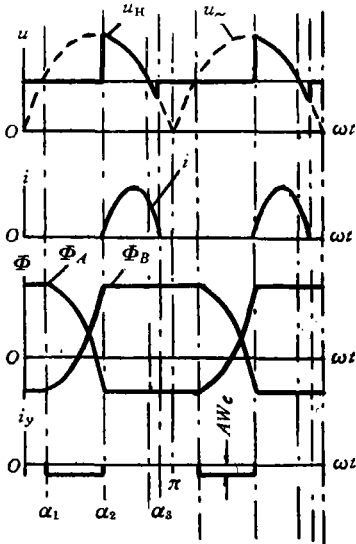


图 4.

式(13),(15)及(16)组成了动态关系式,而当时间的各阶导数为零时,则为静态关系式.

四、帶反電勢及電感電阻負載 $\pi < \alpha_3 < \pi + \alpha_1$ 時的工作情況(第三種工作情況)分析

$\alpha_3 > \pi$ 時, 在 $\alpha_2 < \alpha < \pi$ 期間的電流同樣可用式(12)表示。 $\alpha > \pi$ 時, 電源處於負半周, 此時, 整流器 B_4 斷電, 負載回路由 B_1 及 B_3 短路, 亦即端電壓 u_H 為 0 (見圖 1)。此時

$$i_H R_H + L_H \frac{di_H}{dt} + E = 0.$$

$\alpha = \pi$ 時, $i = i_\pi$ 。由式(12)可得

$$i_\pi = [\cos \varphi \sin \varphi - x] - [\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) - x] e^{\frac{\alpha_2 - \pi}{\omega T}}.$$

由起始條件得

$$i = -\frac{x}{\cos \varphi} + \left[\cos \varphi \sin \varphi - x + \frac{x}{\cos \varphi} \right] e^{\frac{\pi - \alpha}{\omega T}} - [\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) - x] e^{\frac{\alpha_2 - \alpha}{\omega T}}. \quad (17)$$

當 $\alpha = \alpha_3$ 時, $i = 0$, 則

$$-\frac{x}{\cos \varphi} + \left[\cos \varphi \sin \varphi - x + \frac{x}{\cos \varphi} \right] e^{\frac{\pi - \alpha_3}{\omega T}} = [\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) - x] e^{\frac{\alpha_2 - \alpha_3}{\omega T}}. \quad (18)$$

當 $0 < \alpha < \alpha_3 - \pi$ 時, 與前面分析一樣,

$$\frac{W_{\sim} d\Phi_A}{10^8 dt} \cong \frac{W_{\sim} d\Phi_B}{10^8 dt} = u_m \sin \omega t.$$

這是因為負載由整流器短路, 整個電源電壓加在工作鐵心繞圈上的緣故。

當 $\theta_3 - \pi < \alpha < \alpha_1$ 時, 電源電壓 u_{\sim} 小於反電勢 E , 同時電流已經消失, 工作繞圈等於斷開, 因此, 兩鐵心磁通是不變的。在 $\alpha_1 < \alpha$ 以後, $u_{\sim} > E$, 磁通的變化由 $u_{\sim} - E$ 所決定。各個量變化的波形如圖 5 所示。

控制電流也只有磁通變化時才有。此時,

$$I_y = \frac{AW_c}{\pi W_y} (\pi - \alpha_3 + \sin^{-1} x - \alpha_2), \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \Phi_A + \Phi_B &= \Phi_s + \Phi_1 = 2\Phi_s - \int_0^{\alpha_3 - \pi} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} u_{\sim} d\omega t - \int_{\alpha_1}^{\alpha_3} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} (u_{\sim} - E) d\omega t = \\ &= 2\Phi_s + \frac{10^8 u_m}{\omega W_{\sim}} [\cos \alpha - \sqrt{1 - x^2} - \cos \alpha_3 - 1 + x(\alpha_2 - \sin^{-1} x)]. \end{aligned} \quad (20)$$

由式(12)及(17)可求得負載電流的平均值

$$I = 1 + \cos \alpha_2 - x(\alpha_3 - \alpha_2). \quad (21)$$

由式(7),(8)及(21)可得

$$\theta \frac{dx}{dt} + M = 1 + \cos \alpha_2 - x(\alpha_3 - \alpha_2). \quad (22)$$

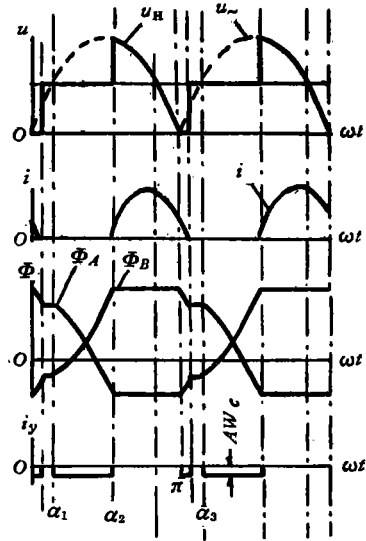


圖 5.

由式(9),(19),(20)及(22)可得

$$u = \theta \frac{d^2x}{dt^2} + (\alpha_3 - \sin^{-1}x) \frac{dx}{dt} + (x - \sin \alpha_3) \frac{d\alpha_3}{dt} + Y(\pi - \alpha_3 + \sin^{-1}x - \alpha_2). \quad (23)$$

式(18),(22)及(23)組成动态关系式,当对时间的各阶导数为零时,则为静态关系式.

五、带反电势及电感电阻负载 $\pi + \alpha_1 < \alpha_3 < \pi + \alpha_2$ 时的工作情况(第四种工作情况)分析

$\pi + \alpha_1 < \alpha_3$ 时,负载电流的方程与第三种工作情况一样,式(12),(17),(18),(21)及

(22)同样实用. 在 α_3 以后,电源电压 u_{\sim} 大于反电势 E . 在两铁心中都不饱和的情况下,磁通是变化的. 此时,加在工作线圈上的电源电压是 $u_{\sim} - E$, 但在 $\pi < \alpha < \alpha_3$ 期间, u_{\sim} 加在工作线圈上,因此, $\alpha = \alpha_3$ 时,磁通变化有一个转折点. 各个量变化的波形如图6所示. 此时,

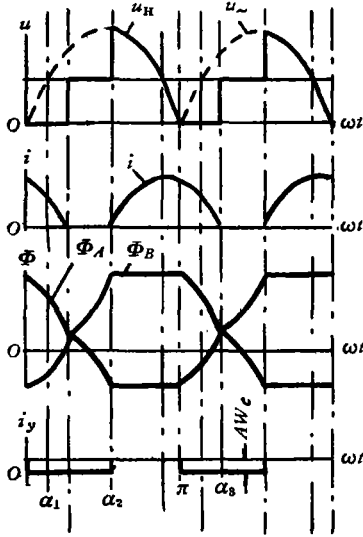


图 6.

$$\begin{aligned} \Phi_A + \Phi_B &= \Phi_s + \Phi_1 = \\ &= 2\Phi_s - \int_0^{\alpha_3 - \pi} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} u_{\sim} d\omega t - \\ &\quad - \int_{\alpha_3}^{\alpha_2} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} (u_{\sim} - E) d\omega t = \\ &= 2\Phi_s + \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} [\cos \alpha_2 - 1 + \\ &\quad + x(\alpha_2 + \pi - \alpha_3)], \end{aligned} \quad (24)$$

$$I_y = - \frac{AW_c}{\pi W_y} \alpha_2. \quad (25)$$

由式(9),(22),(24)及(25)可得

$$u = \theta \frac{d^2x}{dt^2} + \pi \frac{dx}{dt} - Y\alpha_2. \quad (26)$$

式(18),(22)及(26)組成动态关系式,当对时间的各阶导数为零时,则为静态关系式.

六、负载电流连续通过带反电势及电感电阻负载时的工作情况(第五种工作情况)分析

当负载回路的电感相当大时,回路中就产生电流连续通过的情况. 它的各个量的波形如图7所示.

在 $\alpha_2 < \alpha < \pi$ 期间,当 $\alpha = \alpha_2$ 时, $i = i_2$ 为起始条件,此时如同推导式(12)一样,可得

$$i = [\cos \varphi \sin(\alpha - \varphi) - x] + [i_2 - \cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) + x] e^{\frac{\alpha_2 - \alpha}{\omega T}}. \quad (27)$$

而在 $\pi < \alpha < \alpha_2 + \pi$ 期间的电流起始值,即是 $\alpha = \pi$ 时由式(27)表达的电流值. 如同推导式(17),可求得负载电流

$$i = \frac{-x}{\cos \varphi} + [i_2 - \cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) + x] \times e^{\frac{\alpha_2 - \alpha}{\omega T}} + \left[\frac{x}{\cos \varphi} - x + \cos \varphi \sin \varphi \right] e^{\frac{\pi - \alpha}{\omega T}} \quad (28)$$

$\alpha = \pi + \alpha_2$ 時，上式 $i = i_2$ ，於是

$$i_2 = \frac{-x}{\cos \varphi} + \left[\frac{x}{\cos \varphi} - x + \cos \varphi \sin \varphi \right] e^{-\frac{\alpha_2}{\omega T}} + [i_2 - \cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) + x] e^{-\frac{\pi}{\omega T}} \quad (29)$$

$i_2 = 0$ 時，即為負載電流連續與斷續的臨界條件，於是得：

$$\frac{x}{\cos \varphi} = \left[\frac{x}{\cos \varphi} - x + \cos \varphi \sin \varphi \right] e^{-\frac{\alpha_2}{\omega T}} + [-\cos \varphi \sin(\alpha_2 - \varphi) + x] e^{-\frac{\pi}{\omega T}} \quad (30)$$

負載電流的平均值

$$I = 1 + \cos \alpha_2 - \pi x \quad (31)$$

磁通在 $0 < \alpha < \alpha_2$ 期間都是在變化的，它取決於 u_{\sim} ：

$$\begin{aligned} \Phi_A + \Phi_B = \Phi_s + \Phi_1 &= 2\Phi_s - \int_0^{\alpha_2} \frac{10^8}{\omega W_{\sim}} u_{\sim} \sin \omega t d\omega t = \\ &= 2\Phi_s + \frac{10^8 u_m}{\omega W_{\sim}} [\cos \alpha_2 - 1] \end{aligned} \quad (32)$$

控制電流亦由式(25)決定。從式(7),(8),(9),(25),(31)及(32)可得

$$\theta \frac{dx}{dt} + M = 1 + \cos \alpha_2 - \pi x \quad (33)$$

$$u = \theta \frac{d^2x}{dt^2} + \pi \frac{dx}{dt} - Y \alpha_2 \quad (34)$$

式(34)與(26)相同。式(33)和(34)組成了動態關係式，而當對時間的各階導數為零時，則為靜態關係式。

七、過渡過程

以上分別求出了五種情況的動態方程，它們是很複雜的兩階非線性方程組，要想用一般方法或線性方法進行分析是很困難的。用相平面法求解低階非線性方程是有成效的。本文採用了這種方法，目的是要分析表征反電勢或電動機速度參量 x 的動態過程，並希望求出其他有關量在過程中的變化情況。

在相平面中，取 $\frac{dx}{dt} = v$ 為縱坐標，取 x 為橫坐標，並令 $\frac{dv}{dx} = m$ ($\frac{d^2x}{dt^2} = vm$ ， m 為表征斜率的量)。首先利用動態方程組求得對應於一定 m 值的 v 與 x 的關係曲綫(即等斜綫)，再根據起始條件利用等斜綫繪制相迹。按照 $\Delta t = \int \frac{1}{v} dx$ 的原則，先逐點繪出 x

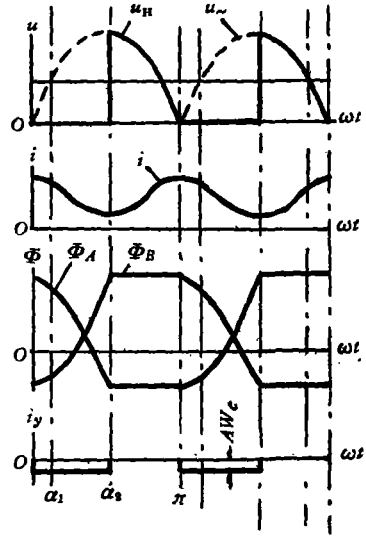


圖 7.

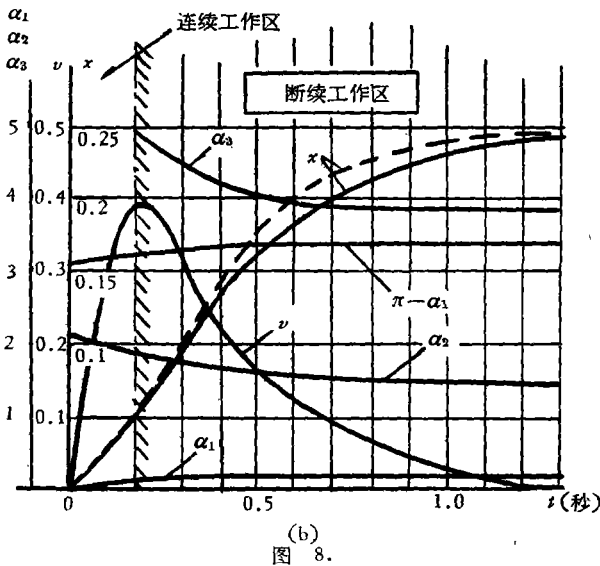
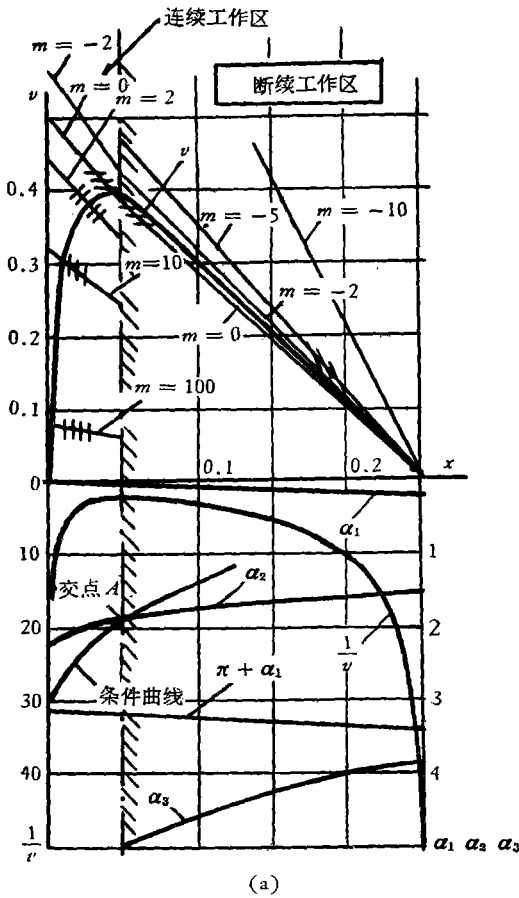


图 8.

的过渡过程，然后利用方程组求得其他量对应于时间的变化曲线。关于绘制相迹及过渡过程的方法，在一般文献中都有详尽的叙述^[4]，故这里从略。

在第一种工作情况下，用式(10)及(11)即可绘制相迹曲线及过渡过程。当回路中存在有感感时，系统将有四种工作情况，即使电感值一定，由于 E, α_2 及 α_3 等量的变化，系统在动态过程中完全有可能从一种工作情况过渡到另一种工作情况，每一种工作情况都可用一组方程描述，各种情况的转换是由截止角 α_3 来决定，因而使问题变动很复杂，但利用相平面法，将不难求解。为使问题便于了解，下面计算了一个实际例子。

取静负载 M 值为常数，系统的各个常数值为： $M = 0.5, \theta = 0.23, Y = 3.5, \varphi = 1.36, \omega = 314$ (50周)。当控制信号 $u = -7.35$ 时， $x = 0, \alpha_2 = 2.1$ ，它是在第五种连续工作情况下稳定。当 $u = -5.25$ 时， $x = 0.25, \alpha_2 = 1.5, \alpha_3 = 3.78$ ，它是在第四种断续工作情况下稳定。如果由 $u = -7.35$ 的前一种稳定情况突然变至 $u = -5.25$ ，那么系统就会产生动态过程最后稳定到后一种情况。在过渡过程开始时，系统是工作在第五种情况。用式(33)及(34)取各种 m 值绘制相应的等斜线(见图 8a 的上半部)，然后根据起始条件 $x = 0$ 及 $v = 0$ 绘制相

迹，同时求出 $\alpha_1, \alpha_2, \pi + \alpha_1$ 及 $\frac{1}{v}$ 对应于 x 的曲线(见图 8a 的下半部，可以看出 α_2 是随

着 x 增加而減少), 再利用式(30)繪出 α_2 与 x 的連續与断續臨界的條件曲綫。圖中交点 A (即 $\alpha_3 = \pi + \alpha_2$ 时) 是連續与断續工作的轉換点。从这点以后, 系統过渡到第四种情况。用式(18), (22)及(26)可求得相应的等斜綫与相迹以及其他各量对应于 x 的曲綫。

由图 8a 的相平面, 根据 $\Delta t = \int \frac{1}{v} dt$ (v 是表征动态电流的量) 繪出图 8b 的过渡过程。 $0 < x < 0.05$ 时, 系統工作在第五种連續情况; $0.05 < x$ 时, 則工作在第四种情况, 并且最后稳定在 $x = 0.25$ 。 α_3 在連續工作区不存在, 在断續工作区是逐漸減少的, 但它一直大于 $\pi + \alpha_1$, 故系統在断續工作区都是属于第四种工作情况。如果产生 $\alpha_3 < \pi + \alpha_1$ 的情况, 則系統就会轉換到第三种工作情况。

由本例可以看出, 根据 α_3 的变化, 可判断系統工作在哪一种情况, 从而可选择相应的方程組进行分析。

图 8 是一个很完整的动态过程图, 各个量的变化过程都很清晰。为了論証分析計算的正确性, 我們曾根据上述参数进行了試驗。图 8b 中的虛綫即是試驗曲綫。可以看出, 它是符合計算曲綫的变化趨勢的, 并具有一定的准确度。

八、結 束 語

1. 本文所叙述的系統, 非綫性程度很复杂, 但其方程为低阶(即两阶微分方程), 因此适合于用相平面法进行分析。相迹与过渡过程曲綫所表示的物理概念是清楚的。

2. 試驗証明計算方法有一定准确度。試驗及計算結果表明, 系統的过渡过程超过了 1 秒, 这比电源电压半波時間 0.01 秒要大得多, 因此符合本文的假設条件。本文的假設条件也符合实际工程中的大多数情况。

在編写本文的过程中, 荣慧君同志曾对文中部分公式的推导进行了校对, 在繪制相迹曲綫时, 她也付出了一定的劳动, 特此致謝。

参 考 文 献

- [1] Боярченко, М. А., Розенблат, М. А., Работа магнитного усилителя на противо-э. д. с., *Авт.*, № 1, 1962.
- [2] 郑流芳, 单拍自饱和磁放大器-直流电动机调速系統穩态分析, “电”, № 1, 1964.
- [3] Сторм, Г. Ф., Магнитные усилители, Изд-во иностр. лит., 1957.
- [4] Levinson, E., Non-linear Feedback Control Systems, *Electro-Technology*, 70 (1962), No. 2, August.

DYNAMIC ANALYSIS OF MAGNETIC AMPLIFIER WITH COUNTER E.M.F. LOAD

SIE GI-LUNG

In this paper the dynamic process of magnetic amplifier with counter e.m.f. load is analyzed. Five operating modes corresponding to different values of inductance in the load circuit are discussed. Since the dynamic characteristics of the system are described by nonlinear differential equations, method of transient analysis based on the phase-plane technique is used. Test results are given to verify the analysis.