

工业自动装置用磁放大器

〔苏联〕 T. X. 斯捷范諾維奇 著

罗志特 李振裕 吳榮謹 譯
胡汝鼎 高 綸 謝賢亞 校

內 容 提 要

本书扼要地分析决定磁放大器特性的物理过程,并在这基础上求得计算磁放大器所必需的关系式,还把工业自动装置最常用的线路作了比较。

对于磁放大器与系统的其他元件,如接触器、变频器、直流电机等的协同运行进行了研究。提出了选择磁放大器的一些建议,又提出了关于磁放大器满足控制系统中所要求的机能的线路。还根据磁放大器的典型特性曲线阐述了磁放大器的计算方法,并举了一些计算例子。

本书适合自动化工程技术人员及大专学生作参考。

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК

Т. Х. Стефанович

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

工业自动装置用磁放大器

罗志特 李振裕 吴燊謹 譯

胡汝鼎 高 綸 謝震亞 校

上海科学技术出版社出版 (上海瑞金二路450号)

上海市书刊出版业营业许可证出093号

商务印书馆上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

开本 850×1168 1/32 印张 6 2/32 排印字数 173,000

1963年8月第1版 1963年8月第1次印刷 印数 1—5,500

统一书号 15119·1739 定价 (十二) 0.86 元

有关磁放大器的理論及应用的文献已非常丰富。一方面，因为磁放大器能解决电力拖动自动化中的許多课题；另一方面，这种装置虽然简单，但确定各种磁放大器綫路特性的物理現象却非常复杂。

本书綜述苏联“中央电力拖动設計局”（現在的全苏电机科学研究所）关于工业装置自动控制和自动調节綫路中的磁放大器的設計經驗。

磁放大器既可直接用于控制信号的放大，也可用于对控制信号的綜合，而且又可作为发生器、无触点继电器、可变电感、測量元件，用以构成非綫性反饋，以及其他方面。

在設計和計算磁放大器时，除了要符合給定的輸出参数以外，还必须做到在每一个具体情形下，都能使系統的元件达到最佳利用所要求的特性。

当磁放大器按各种綫路接綫时，它們的特性是由物理过程确定的。計算时所采用的关系式，是从分析物理过程的结果得出的。

对磁放大器所提出的要求，与它們所完成的机能、負載的种类以及許多其他因素有关，因此，在計算关系式中，应该引用一些系数，以滿足具体調节系統对磁放大器特性的要求。根据在自动控制和自动調节系統应用磁放大器的典型情形的研究，可以获得提出这些要求的方式。

本书适合工业自动装置的工程技术人员以及电力拖动专业学生作参考。

目 录

前言

第1章 磁放大器的基本概念	1
1-1 放大元件	2
1-2 并联磁放大器	10
1-3 串联磁放大器	21
1-4 鉄心用实际磁性材料制成的磁放大器	29
1-5 反饋磁放大器	32
1-6 負載繞組中有整流电流的磁放大器	37
1-7 自飽和磁放大器	48
1-8 有反饋的自飽和磁放大器	60
1-9 磁放大器的時間常数	63
1-10 用实验方法确定磁放大器过渡过程的持續時間	73
第2章 磁放大器在自动电力拖动中的应用	77
2-1 磁放大器单相綫路的比較	78
2-2 磁放大器的三相綫路	81
2-3 磁放大器的双拍式綫路	92
2-4 磁继电器	106
2-5 在自动电力拖动系統中表征磁放大器工作的几个量值	109
2-6 中間磁放大器	113
2-7 磁放大器用作作为直流电机电樞和激磁繞組的电源	117
2-8 用磁放大器放大变送器的信号	122
2-9 磁继电器在电源电压不稳定的調节系統中的应用	127
第3章 磁放大器的設計	129
3-1 磁放大器的結構及特性	130
3-2 磁放大器的計算	140
3-3 磁化曲綫	142

3-4	典型特性曲线	144
3-5	磁化曲线与典型特性曲线在磁放大器计算中的应用	146
3-6	磁放大器输出功率的确定	147
3-7	负载绕组的计算	148
3-8	控制绕组的计算	153
3-9	铁心的结构尺寸	159
3-10	绕组每匝平均长度的确定	160
3-11	带材铁心的计算	163
3-12	用于双拍式线路中的磁放大器的计算	164
3-13	磁放大器计算举例	165
参考文献		181
本书所用符号		184

磁放大器的基本概念

一种装置之所以称为放大器,是在于:当它接于能源与负载之間的时候,利用輸入量,就能調节进入到负载的能流。放大器輸出功率的增量与輸入功率的增量之比,称为放大系数,一般应大于1。

近年来,在各种类型的放大器中,磁放大器用得最为普遍,它是一种用有鉄磁材料鉄心的綫圈組成的、简单而可靠的装置。在許多情況下,半导体整流器是磁放大器所不可缺少的部件。

磁放大器的作用原理是利用鉄磁材料磁化曲綫的非綫性:当鉄心未飽和时,鉄磁材料的磁导率很大;当鉄心飽和时,这种磁导率却减小了許多倍。

- 因此,假如把有鉄磁材料鉄心的綫圈接于电源与负载之間,当鉄心飽和或者去磁的时候,就能相应地使负载电流增加或减少。

虽然这种装置简单,但磁放大器的物理过程却是相当复杂的。因此就出现了大量的綫路,每一种綫路都可以提供某种磁放大器的性能而又有别于另一种綫路的性能。因此,为了在电力拖动自动化时有可能采用磁放大器,完全有必要掌握确定磁放大器特性的物理过程的概念。

在这一章里,研究工业装置自动控制和自动調节系統中最常采用的磁放大器綫路。

現在以最簡單的放大元件为例,來說明有鉄磁材料鉄心的綫圈在怎樣的条件下才能作为放大之用。

1-1 放大元件

一个铁磁材料铁心上绕有两个绕組的最简单磁放大器称为放大元件。这种放大元件的线路如图 1-1 a 所示。接于交流电源 U 和负载电阻 R 之间的绕組 w_1 称为负载绕組；绕組 w_2 是用直流来控制铁心进行附加磁化，称为控制绕組。

制造磁放大器铁心的优质磁性材料的特点：在磁化曲线的未饱和段上磁导率很大，而在饱和段上则磁导率很小。如果忽略交变磁化的损耗，则优质铁磁材料的特性曲线可以近似地用三条直线段来表示(图 1-2)，图中纵坐标为磁感应强度 B (高斯)，横坐标为磁场强度 H (安/厘米)。

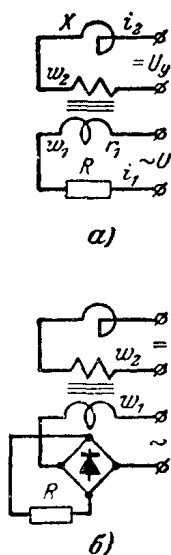


图 1-1 放大元件的线路

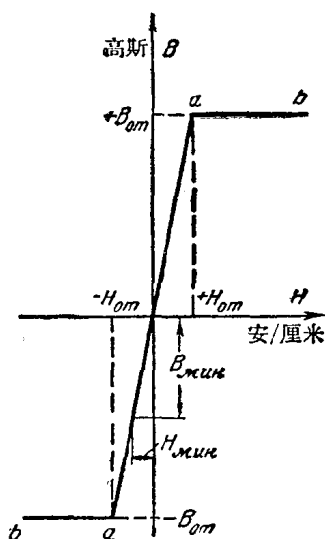


图 1-2 理想磁化曲线

既然线段 ab 的磁导率远小于线段 aa ，我们可以假设理想磁化曲线的饱和线段的倾斜度等于零。图中 B_{0m} 是铁心饱和状态的磁感应。 $+H_{0m}$ 以及 $-H_{0m}$ 是铁心从未饱和状态到饱和状态的变化，或者从饱和状态到未饱和状态的变化。

表征磁場强度从 $-H_{0m}$ 到 $+H_{0m}$ 变化时,磁感应强度相应地从 $-B_{0m}$ 到 $+B_{0m}$ 范围内变化的工作状态,叫做空载状态。在空载状态下,在电源电压的整个周期里,鉄心都是未饱和的,因此,負載繞組的感抗达到可能的极大值。在这种情况下,負載电流称为空载电流,它有极小值,并取决于磁化电流的大小。图 1-2 中从 $-B_{0m}$ 到 $+B_{0m}$ 这部分磁化曲线上, μ 为常数,因此,空载电流是按正弦规律变化,其幅值为

$$I_{0m} = \frac{H_{0m} l_c}{w_1}$$

式中 l_c ——导磁体的平均长度;

w_1 ——負載繞組的匝数。

为了要使在空载状态下磁感应按幅值 B_{0m} 变化,交流电压的有效值应为

$$U = 4.44 f w_1 s B_{0m} \times 10^{-8} \quad (1-1)$$

式中 f ——交流电压的频率;

s ——鉄心的截面积。

假如在控制繞組里通以直流电流,那么,在磁場直流成分的作用下,图 1-2 中用 B_{MH} 表示的磁感应极小值便大于 $-B_{0m}$; 这样,用直流作附加磁化时,由于交流电压的周期变化所引起的磁感应总变化是 $\Delta B = B_{0m} - B_{MH}$ 。

当控制电流相当大的时候,磁感应的极小值 B_{MH} 达到 $+B_{0m}$, 因而在电源电压的整个周期内,鉄心总是饱和的,負載繞圈的感抗减小到零。

控制电流在 $B_{MH} = +B_{0m}$ 时的工作状态称为短路状态。这时負載电流的大小只受負載电路中有效电阻的限制,这时的負載电流叫做短路电流。

短路电流的波形是正弦的。

假如选择控制繞組里的电流,要使磁感应的最小值 B_{MH} 大于 $-B_{0m}$ 而小于 $+B_{0m}$, 那么,在交流电压周期的某一部分中,鉄心将饱和。有控制电流的时候,每一瞬間的鉄心磁化状态取决于磁場

强度的瞬时值 II_z ，它等于工作繞組以及控制繞組中电流所产生的磁場强度的代数和。

在鉄心未饱和状态的周期里，放大元件却成为一个变压器。

为了使从交流电路感应到控制电路的电动势在控制电路里不会产生交流成分，可以在图 1-1 a 所示綫路的控制繞組里串联較大的电抗 X 。这样，控制电流 i_2 的瞬时值可以认为不起变化，并且认为等于外加直流电压 U_y 所产生的平均值 I_2 。

用一个匝数和負載繞組相等的等效繞組来代替控制繞組，并改用所謂換算控制电流

$$I'_2 = \frac{w_2}{w_1} I_2 \quad (1-2)$$

之后，我們就有可能利用等于負載电流瞬时值 i_1 以及換算控制电流值之和的合成电流

$$i_z = i_1 + I'_2 \quad (1-3)$$

来研究鉄心磁性状态的特征。

当控制繞組中的电流方向不变时，根据 i_z 的大小可能引起鉄心的两种磁化状态：

- (1) $-I_{0m} < i_z < +I_{0m}$ 时； $B < +B_{0m}$ ——鉄心未饱和；
- (2) $i_z \geq +I_{0m}$ 时； $B = +B_{0m}$ ——鉄心饱和。

在某种条件下，用直流进行附加磁化的鉄磁材料鉄心綫圈，可以作为磁放大器之用。要确定这种条件，必須求得負載电流与控制电流之間的关系，即所謂“輸入-輸出”关系。

为了建立这种关系，可利用图 1-3 所示的波形，横坐标是电气角的量 $\theta = \omega t$ ，纵坐标是負載电流值 i_1 。图 1-3 a 是电源电压 $u = U_m \sin \theta$ 的曲綫和換算控制电流 I'_2 的曲綫。比例尺的选择是使負載电流的幅值等于电压的幅值 U_m

$$I_{1m} = \frac{U_m}{R_z} = \frac{U_m}{r_1 + R} \quad (1-4)$$

式中 R_z ——負載电路的总电阻；

r_1 ——負載繞組的电阻；

R ——負載电阻。

图 1-3 a~e 的波形, 是与换算控制电流对負載电流幅值的各种比值 I_2'/I_{1m} 相对应的。用 θ_s 标志的角度称为飽和角, 角度 θ_0 称为去磁角。飽和角的大小取决于电流 i_2 增长到鉄心飽和时的 $+I_{0m}$ 值。当 $\theta = \pi + \theta_0$, 电流 i_2 从飽和情况下的較大值减少到 $+I_{0m}$, 因而鉄心去磁。角度 θ_1 取决于磁感应最小值 B_{MH} 的瞬间。假如負載电流所产生的磁場强度的方向与控制繞組磁場强度

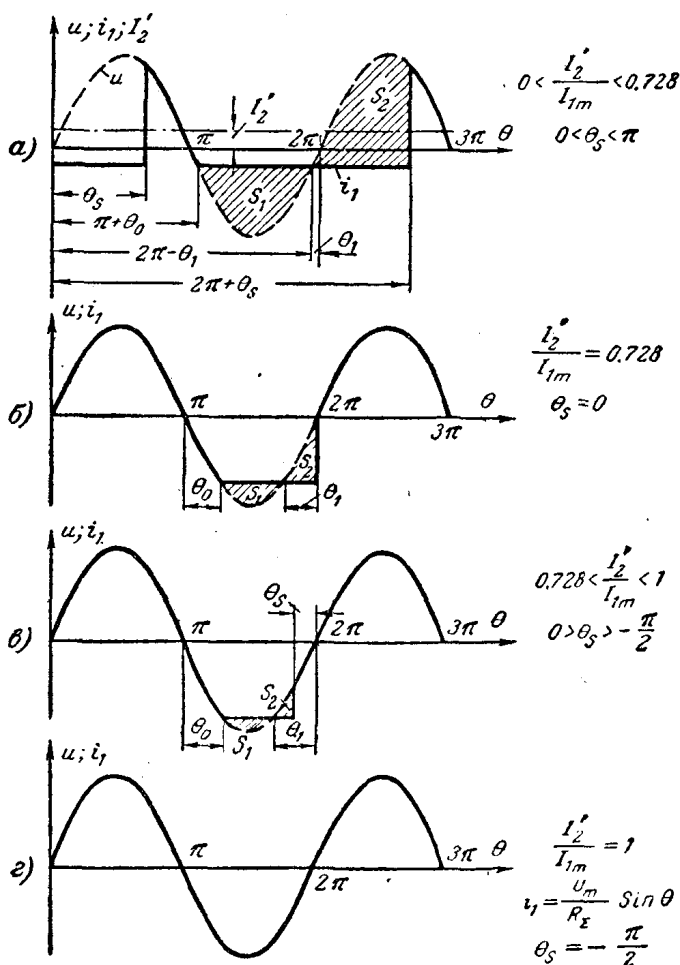


图 1-3 不同比值 I_2'/I_{1m} 时放大元件負載电流的波形

方向一致,那末这负载电流的方向认为是正的。如果铁心饱和($\theta_s < \theta < \pi + \theta_0$),则负载电流瞬时值为

$$i_1 = \frac{U_m}{R_s} \sin \theta = I_{1m} \sin \theta \quad (1-5)$$

当 $\theta = \pi$ 时,电压经过零,负载电流变成负向,并且力图使铁心去磁。当 $\theta = \pi + \theta_0$ 时,负的负载电流使总和电流 i_s 减少到 $+I_{0m}$,结果导致铁心去磁,负载绕组的感抗增加。因此,当铁心未饱和时,负载电流变化的时间常数很大。电气角从 $\pi + \theta_0$ 到 $2\pi - \theta_1$ 的增加量相应于磁感应从 $+B_{0m}$ 到 B_{MH} 的减少量,也就是相当于负载电流 i_1 从 $I_{0m} - I'_2$ 到 $I_{MH} - I'_2$ 的变化,其中 $I_{MH} = \frac{H_{MH} l_0}{w_1}$ 就是确定图1-2上磁感应 B_{MH} 的电流。

除了相应于小电流 I'_2 的工作状态以外,电流 I_{0m} 和电流增量 $I_{MH} - I_{0m}$ 都比负载电流 $i_1 = I_{1m} \sin(\pi + \theta_0) = -I'_2 + I_{0m}$ 为小。

因此,可以认为:当铁心未饱和时,负载电流不变,并且等于

$$i_1 = I_{1m} \sin(\pi + \theta_0) \approx -I'_2 \quad (1-6)$$

换句话说,当铁心未饱和时,负载电流的绝对值等于换算控制电流值。这种电流在负载电路的电阻上所产生的电压降又能部分地平衡电源电压。加于负载绕组上的电源电压与负载电阻上电压降之差取决于电动势

$$e = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -2\pi f w_1 s \frac{dB}{d\theta}$$

当电气角 θ 从 $\pi + \theta_0$ 到 $2\pi - \theta_1$ 变化时,铁心磁感应从 B_{0m} 减少到 B_{MH} 。因此,磁感应的增量

$$\Delta B = \int_{B_{0m}}^{B_{MH}} dB = -\frac{1}{2\pi f w_1 s} \int_{\pi + \theta_0}^{2\pi - \theta_1} e d\theta = B_{MH} - B_{0m} \quad (1-7)$$

取决于图1-3 a所示的阴影面积 S_1 。换算控制电流值愈大,则铁心未饱和时负载电路的电阻电压降 $i_1 R_s = -I'_2 R_s$ 就愈大,面积 S_1 就愈小,因而磁感应的变化范围也愈小。在空载状态下, $-I'_2 R_s \approx 0$,电源电压加于负载绕组上。在短路状态下, $I'_2 R_s = U_m$;面积 $S_1 = 0$,全部电源电压加于负载电路的电阻上。

在角 θ 从 $2\pi - \theta_1$ 到 $2\pi + \theta_s$ 的間隔里, 鉄心磁感应从 B_{max} 增至 $+B_{0m}$, 因此, 图 1-3 中的阴影面积 S_2 在数量上应该等于面积 S_1 。負載电流的負方向由負載繞組电动势来維持。在 $\theta = 2\pi + \theta_s$ 时, 儲藏在鉄心里的电磁能完全消耗, 电动势等于零。負載电流在外加电动势的作用下改变方向。

一定的量 $\theta_0 \approx \theta_1 \approx \arcsin \frac{I_2'}{I_{1m}}$ 以及饱和角 θ_s 与每一个比值 I_2'/I_{1m} 完全相对应。角度 θ_s 的大小可以用如图 1-4 所示的曲線求得, 从图里看出: 当 $I_2'/I_{1m} < 0.728$ 时, 饱和角是正的, 当 I_2'/I_{1m} 在 0.728 到 1 之間变化时, 饱和角从零减少到 $-\frac{\pi}{2}$ 。

图 1-3 a~v 繪出了各种不同的饱和角值下負載电流的波形。

如果 $I_2'/I_{1m} = 1$, 那么, 磁放大器是在短路状态下工作。电流波形是正弦的(参閱图 1-3 v)。

短路电流的有效值为

$$I_k = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} \quad (1-8)$$

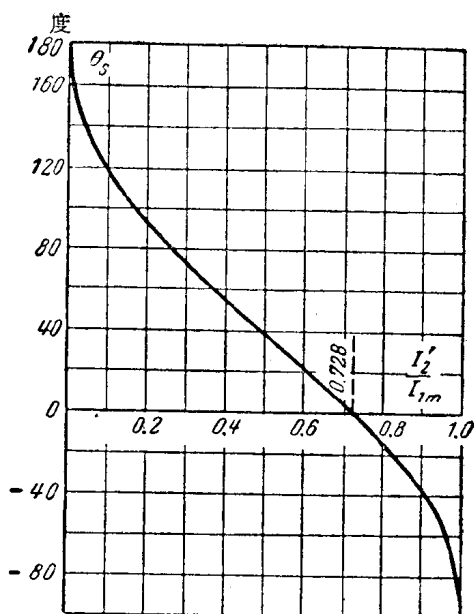
如果負載接在一个单相整流电桥的輸出端上, 如图 1-16 所示, 那么短路状态下的負載电流平均值为

$$I_{k, \text{cp}} = \frac{2I_{1m}}{\pi} \quad (1-8a)$$

当比值 $I_2'/I_{1m} = 0.728$ 时, 与有效值有所不同, 負載电流平均值达到了可能的最大值 $I_{k, \text{cp}}$, 这时饱和角变为零(见图 1-36), 而在 θ 从 0 变化到 π 时, 电流波形是正弦的。

由每一个比值 I_2'/I_{1m} , 可計算出角度 θ_s 、 θ_0 和 θ_1 的值。所以, 利用图 1-3 所示图形既能作出負載电流有效值, 又能作出負載电流平均值时的輸入-輸出关系。为了在各种电阻、电压和电流的情况下利用这种关系来表征所研究的綫路, 通常不用它們的絕對单位而是用相对单位来表示。

对于如图 1-1a 所示的負載上有交流电压的綫路, 以短路电流的有效值作为負載电流的单位; 对于負載上有整流电压的綫路, 則

图 1-4 比值 I'_2/I_{1m} 与饱和角的关系

以短路电流平均值作为负载电流的单位。

因为控制绕组中通过的是直流电流，则换算控制电流的单位也应该采用短路电流的平均值。所有一切用相对单位系统表示的量都用星号“*”标出。

控制电流的相对值

$$I_{2*} = \frac{I'_2}{I_{\kappa, \text{cp}}} = \frac{I'_2 \pi}{I_{1m} 2} = \frac{I_2 \omega_2 \pi}{I_{1m} \omega_1 2} \quad (1-9)$$

负载电流的相对有效值

$$I_{1*} = \frac{I_1}{I_{\kappa}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi + \theta_0 - \theta_s}{2} + \frac{1}{4} (\sin 2\theta_s - \sin 2\theta_0)} + \left(I_{2*} \frac{2}{\pi} \right)^2 (\pi + \theta_s - \theta_0) \quad (1-10)$$

负载电流的相对平均值

$$I_{1\text{cp}*} = \frac{I_{1\text{cp}}}{I_{\kappa, \text{cp}}} = 0.5 \left(1 + \cos \theta_s - \frac{2}{\pi} I_{2*} \theta_s \right) \quad (1-11)$$

图 1-5 中实线表示关系式 $I_{1*} = f(I_{2*})$, 虚线表示关系式 $I_{1cp*} = f(I_{2*})$, 它们是利用式 (1-9) ~ (1-11) 求出的。

用另一种比例尺表示的 $I_{1cp*} = f(I_{2*})$ 是负载绕组磁势与控制绕组磁势之间的关系

$$\frac{I_{1cp*}}{I_{2*}} = \frac{I_{1cp}}{I_{k.cp}} \cdot \frac{I_{k.cp} w_1}{I_2 w_2} = \frac{H_H}{H_2} = \frac{I_{1cp} w_1}{I_2 w_2} \quad (1-12)$$

在式 (1-12) 里, 负载绕组的磁场强度 $H_H = \frac{I_{1cp} w_1}{l_c}$, 控制绕组的磁场强度 $H_2 = \frac{I_2 w_2}{l_c}$ 。

用以确定磁放大器的品质指标之一是安匝放大系数 K_{ab} 。所谓安匝放大系数, 通常所指的是在输入-输出关系的某一段上负载绕组磁势的增量 $\Delta I_{1cp} w_1$ 与相应的控制绕组磁势增量 $\Delta I_2 w_2$ 之比。

根据式 (1-12)

$$K_{ab} = \frac{\Delta H_H}{\Delta H_2} = \frac{\Delta I_{1cp*}}{\Delta I_{2*}} \quad (1-13)$$

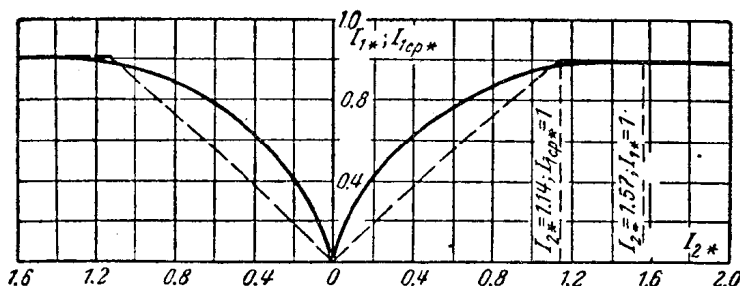


图 1-5 用相对值表示的放大元件负载为交流电流与负载为整流电流和控制电流的关系

决定于图 1-5 中的虚线所示的输入-输出关系 $I_{1cp*} = f(I_{2*})$ 的斜率。因为控制电流相对值的增量在 $0 < I_{2*} \leq 1.14$ 的曲线段上是相应于负载绕组平均电流相对值的较小增量值, 因此, 安匝放大系数比 1 小些。

图 1-1 a 所示的线路, 其电流放大系数 K_I 等于负载电流有效

值的增量与相应的控制绕组电流的增量之比值, 利用式 (1-8) ~ (1-10) 也可以用相对应的电流相对值

$$K_I = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} = 1.11 \frac{\Delta I_{1*}}{\Delta I_{2*}} \cdot \frac{w_2}{w_1} \quad (1-14)$$

表达出来。

只有在控制绕组匝数比负载绕组匝数大许多倍的条件下, 才能得到大的电流放大系数。

电压放大系数

$$K_U = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_y} = \frac{\Delta I_1 R}{\Delta I_2 R_y} = K_I \frac{R}{R_y} = 1.11 \frac{\Delta I_{1*} w_2 R}{\Delta I_{2*} w_1 R_y} \quad (1-15)$$

以及功率放大系数

$$K_P = \frac{\Delta P_1}{\Delta P_2} = \frac{\Delta I_1^2 R}{\Delta I_2^2 R_y} = \frac{R}{R_y} K_I^2 = 1.23 \left(\frac{\Delta I_{1*}}{\Delta I_{2*}} \right)^2 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 \frac{R}{R_y} \quad (1-16)$$

不仅由绕组的匝数比所确定, 而且也由负载电阻对控制电路电阻之比所确定。

在式 (1-15) 和 (1-16) 中:

U_1 ——负载电阻上的电压;

U_y ——加于控制电路上的电压;

R_y ——控制电路的总电阻;

P_1 ——输入到负载电阻的功率;

P_2 ——控制电路电阻所消耗的功率。

式 (1-13) ~ (1-16) 说明: 放大元件放大系数的大小取决于线路的参数, 而与铁心的铁磁材料的质量无关。

图 1-1 控制电路中的电抗会使放大元件的动态性能变劣, 它可以用纯电阻来代替。

为了抑制控制电流的交流成分, 这个电阻应该用得大些。因此在图 1-1 所示的放大元件不能作为电压放大或功率放大之用。

1-2 并联磁放大器

如果两个放大元件的负载绕组反向并联, 而两个控制绕组按

照图 1-6 的接线方式同向串联,这样就称为并联磁放大器。

图 1-6 所示的放大元件,铁心和绕组一样,用 α 和 β 作为标志。相应绕组的电流和电动势用同样的下标标出。铁心 α 和 β 上的负载绕组始端用字母 A 和 B 表示,终端用 X 和 Y 表示。控制绕组的两个始端和终端用“H”和“K”表示。

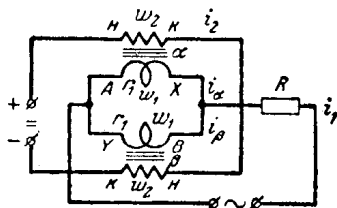


图 1-6 并联磁放大器的线路

在图 1-6 上,两个放大元件的控制绕组中的感应电动势方向相反,因此作用在控制电路中的电动势代数和可能趋于极小。

如果控制绕组电流等于零,那末负载电流便等于一个放大元件的铁心磁化电流的两倍。放大器在空载状态下工作。

在短路状态下,铁心在电源电压的整个周期里都是饱和的,负载绕组中的电流瞬时值为

$$i_{\beta} = i_{\alpha} = \frac{U_m}{r_1 + 2R} \sin \theta \quad (1-17)$$

负载电阻中的电流为

$$i_1 = i_{\alpha} + i_{\beta} = \frac{2U_m}{r_1 + 2R} \sin \theta = I_{1m} \sin \theta \quad (1-18)$$

在式(1-18)中

$$I_{1m} = \frac{2U_m}{r_1 + 2R} \quad (1-19)$$

是负载电阻中的电流幅值,等于负载绕组中电流幅值的两倍。

如果负载绕组 α 和控制绕组中的电流方向从绕组始端到终端,那末我们就把这个电流认为是正的。如果负载电阻中的电流的方向跟负载绕组 α 中的电流正方向一致,那末负载电阻中的电流将认为是正的。我们采取与负载电流的正方向相对应的电流方向作为负载绕组 β 中电流的正方向。

在放大的状态下,铁心 α 在电源电压的半个周期内饱和,而铁

心 β 則在电源电压的另外半个周期內飽和。

图 1-6 所示的綫路常用于大功率的磁放大器。这种磁放大器的負載繞組电阻远小于負載电阻。在这个条件下, 并联磁放大器控制电流的交流成分比控制电路电源电压所确定的直流成分小得多。因此, 我們可以认为: 控制电路的电阻是相当大的, 以致可以不考虑控制电流的交流成分对并联放大器工作状态的影响。

象在单个放大元件时一样, 負載电流波形是由換算控制电流 I'_2 对負載繞組电流幅值的比所决定。負載繞組电流平均值等于負載电流平均值的一半, 因此, 用匝数等于 $\frac{w_1}{2}$ 的等效繞組来代替控制繞組后, 得到換算控制电流的表达式

$$I'_2 = I_2 \frac{2w_2}{w_1} \quad (1-20)$$

图 1-7 a 和 b 是負載繞組电流的波形; 图 1-7 c 是比值 $\frac{2I'_2}{I_{1m}}$ 大于零而小于 0.55 时的負載电流波形。

在这个条件下, 飽和角大于去磁角。因此角度 θ 从 θ_0 变化到 θ_s 的时间間隔內, 两个鉄心都处于未飽和状态。

为了建立輸入-輸出关系, 必須計算各回路的电流和电压。

我們將研究两种磁状态:

(1) 两个鉄心都未飽和 电气角从 θ_0 变到 θ_s (图 1-7)。

象单个放大元件一样, 負載繞組的电流值由換算控制电流值确定, 同时

$$i_\alpha = -I'_2$$

$$i_\beta = +I'_2$$

負載电流 $i_1 = i_\alpha + i_\beta = 0$ 。全部电压都加于負載繞組。因此

① 对于某些鉄心結構, 导磁体的平均长度 l_{c1} 跟平均长度 l_{c2} 不同。 l_{c1} 是由負載繞組所产生的磁通的通路, 而 l_{c2} 是由控制繞組所产生的磁通的通路。在这种情况下, $I'_2 = I_2 \frac{2w_2 l_{c1}}{w_1 l_{c2}}$; 这种結構是不适用的, 所以在式(1-20)以及以后都将认为 $l_{c1} = l_{c2} = l_c$ 。——原注