

磁 放 大 器 論 文 集

(理論与計算)

[苏联] Л. А. 別沙諾夫等著

胡汝鼎 沈越昭 李介谷譯

內 容 提 要

本書是苏联“自动技术与运动技术”和“电”杂志中有关各式磁放大器的理論、設計和計算等方面的文章十一篇彙譯而成，着重介紹扼流磁放大器〔包括双拍式、單拍式（不可逆）縱續〕的理論、設計和計算以及交流与直流同时磁化的曲綫的研究，另外还介紹磁放大器常数 磁性合金曲綫等，可供設計人員以及大專电器專業学生参考之用。

磁 放 大 器 論 文 集

（理論与計算）

譯 者 胡汝鼎 沈越昭 李介谷

科 学 技 術 出 版 社 出 版

（上海南京西路2004号）

上海市書刊出版业营业許可証出079号

上海市印刷四厂印刷 新華書店上海發行所总經售

統一書号·15119·566

开本 787×1092 耗 1/27 · 印張 5 1/27 · 字數 113,000

1957年9月第1版

1953年7月第2次印刷 · 印數 1,601 2 600

定价：(10) 0 90 元

譯者的說明

关于磁放大器基本理論的著作，早于 1911 年間就已經在苏联出現了。

近年来，奥沙維茨(С. М. Осовец)、黎許德曼(И. Я. Лехтман)、雷索夫(Н. Е. Лысов)、彼特洛夫(В. В. Петров)、爱尔格里斯(К. Эрглис)以及其他作家的論文中，对于磁放大器的計算和設計問題，已經得到了显著的发展。在苏联又发表了許多論文，以闡明磁放大器在自动調节、控制和檢查等設備中的应用。海尔珍貝格(Г. Р. Герценберг)、柯馬尔(В. Г. Комар)、彼特洛夫(Н. И. Петров)、馬列揚諾夫斯基(Д. И. Марьяновский)等苏联工程师，应用磁放大器作出了富有創造性的电压、頻率 and 溫度的調节器以及其他量具。磁放大器在电力拖动方面的应用，苏联科学家們也作出了巨大的貢獻：从 1939 年巴尔斯基(Б. А. Барский)首先提出的磁放大器控制二相感应电动机的綫路方案，以至 1956 年齐里金教授(Проф. М. Г. Чиликин)等的傑出論文“飽和扼流器和电动机附加励磁的可調节异步电力拖动”，这时期中的不少著作又开拓了磁放大器在电力拖动应用中的广泛領域。

磁放大器的論文选譯，將分为两个部分：理論与計算以及構造与应用。

只是我們局限于手头已有的文献，因此論文大都选自苏联的“电”和“自动技术与远动技术”两种期刊。

譯者的俄文水平和业务水平太低，有許多地方可能体会失当，发生錯誤，請同志們予以批評，以便改正。

譯者 1956 年 10 月 1 日

目 录

譯者的說明

飽和扼流器、扼流磁放大器、縱續磁放大器特性曲線的計算	1
----------------------------------	---

(Л. А. 別沙諾夫)

直流磁場和交流磁場磁化下磁放大器的特性曲線計算方法	13
---------------------------------	----

(А. В. 巴沙林)

理想扼流磁放大器的理論	24
-------------------	----

(И. Б. 聶格涅維茨基、Л. А. 李普曼)

扼流磁放大器的圖式分析計算方法	45
-----------------------	----

(И. Я. 黎許德曼)

扼流磁放大器的計算方法	50
-------------------	----

(М. А. 羅津勃拉特)

阻抗負荷扼流磁放大器的計算	64
---------------------	----

(Н. П. 瓦西利叶娃、О. А. 謝迪赫)

單拍式(不可逆)磁放大器特性的圖解計算	87
---------------------------	----

(М. А. 羅津勃拉特)

雙拍式磁性功率放大器的計算	94
---------------------	----

(Н. П. 瓦西利叶娃)

磁放大器的設計常數	113
-----------------	-----

(С. Я. 杜那也夫斯基)

交流和直流磁場同時磁化的各項曲線	128
------------------------	-----

(И. Б. 聶格涅維茨基、И. К. 潘尼那、В. П. 米申科)

製造磁放大器鐵心用的磁性合金及其交流與直流同時磁化的曲線	134
------------------------------------	-----

(О. И. 阿文)

飽和扼流器、扼流磁放大器、縱續磁 放大器特性曲綫的計算*

Л. А. 別沙諾夫

在這一篇論文里，提出了飽和扼流器和各種型式磁放大器分析計算新方法的論證。這方法是以直流磁場和交流磁場的同時磁化曲綫族的分析表達式為根據，這方法可以應用於飽和扼流器、扼流磁放大器、縱續磁放大器等的計算。

1. 引 言

無論從電路理論的觀點來看，或是從純粹工程上的、實用上的觀點來看，對於飽和扼流器和各種型式磁放大器的計算都感到興味。假如從電路理論的觀點來看，使我們可以正確地確定在任意瞬間的電流和電壓瞬時值的解法是合適的話，從工程上的觀點來看，最有興味的就可能不是這樣的正確的解法，而是相當簡單的，最好是分析的，而不是圖式的和圖式分析的解法。當進行工程計算時，通常假設：電路中的電流是正弦波形的，而有效電壓降和無效電壓降互成直角。嚴格地說，無論哪一項假設都是不正確的。事實上，不論是在電流或是在電壓里都有高諧波，至於說成是正弦波的電流和電壓只能是有條件的。可是，實踐證明：假如在矽鋼中的損耗低，那末，以上所述的兩項都是能簡化計算手續的假設。這主要因為：以非正弦波有效值表示的高諧波部分（非正弦波的有效值

* Л. А. Бессонов, Автоматика и Телемеханика, 302~309, № 4, 1948.

等于各谐波有效值平方之和的平方根), 还是較小的。不管饱和扼流器和磁放大器应用了多久的时期 (特别是饱和扼流器), 不論是純粹工程上的計算方法或是准确分析的計算方法都还只在創造之中; 凡是涉及饱和扼流器的計算和具有反饋的、縱續的、差接式的、桥式的等磁放大器, 据大家所知道的文献数据, 到現在为止不但完全缺乏統一的分析計算方法, 而且一般地說多少还缺乏对于它們的分析計算方法的研究^①。

2. 同时磁化曲綫的分析表达式

直流与交流磁場的同时磁化曲綫不但与鋼的品种、鉄心的型式有关, 而且也与磁导体中气隙的存在以及与磁通漏洩有关。零始磁化曲綫愈益接近于理想磁化曲綫^②, 則曲綫 $B = f(aw, aw_y)$ 在弱磁化时愈益傾斜, 在强磁化时愈益陡直。假如在磁导体中还有气隙存在, 并且磁漏非常严重, 則曲綫 $B = f(aw, aw_y)$ 在形式上就接近于直綫。假如可以分析地表示出 $B = f(aw, aw_y)$ 的曲綫族, 那么饱和扼流器和磁放大器的計算就会大大地簡化起来。照这样看来, 在 B 和 aw_y 的一定变化范围内, 直流磁場与交流磁場的同时磁化曲綫, 对实用上有足够的准确度, 可以表达为如下的形式:

$$B = f(aw, aw_y) + \varphi(aw, aw_y); \quad (1)$$

$$\text{其中} \quad f(aw, aw_y) = A \cdot \left(\frac{aw}{aw_y} \right)^n, \quad (2)$$

式中: A ——常系数; 幂 $n = 2 \sim 3$; aw ——交流比安匝; aw_y ——直流比安匝。

依鋼的品种、直流磁通和交流磁通的漏磁值, 以及鉄心的型式之不同, 函数 $\varphi(aw, aw_y)$ 可能各各不同。气隙和漏磁的作用愈大,

① 据我們所知, 只有一篇著作[文献2]是闡明上述問題的。

② 理想磁化曲綫系指: 由直綫綫段組成的曲綫, 其中一段直綫綫段与軸 B 重合, 另一直綫綫段則与軸 H 構成極小的角度。

則表达式 (1) 中函数 φ 的部分就愈大。通常, $\varphi(aw, aw_y)$ 是用 $C \cdot aw^2$ 或者用 $C_1 \cdot aw^2 / aw_y$ 的形式来表达的, 也可以用其它的表达式。

为了客觀起見, 讓我們首先轉向阿盖尔斯和巴卡洛的論文[文献 1]里的曲綫, 如图 1 和 2 所示。

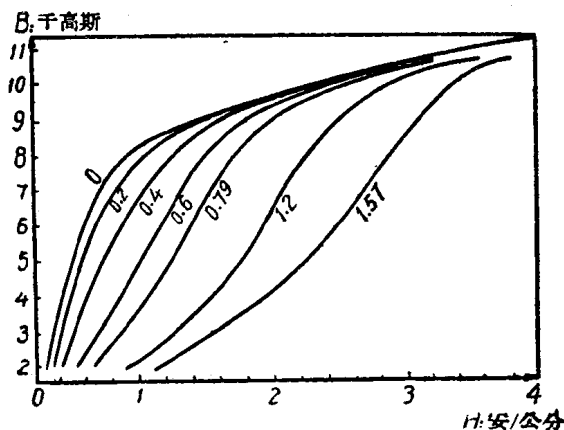


图 1. 直流和交流磁场的同时磁化曲线

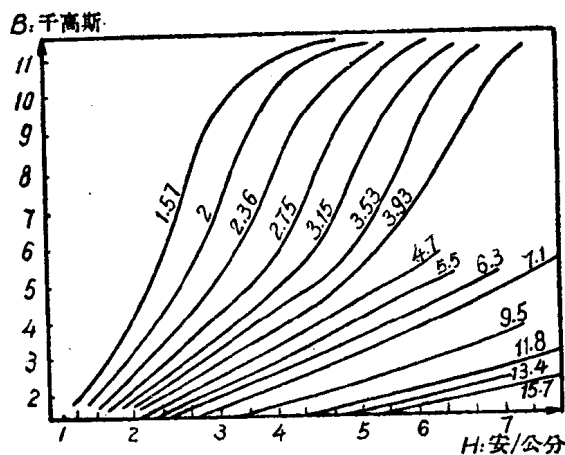


图 2. 直流和交流磁场的同时磁化曲线

在 B 約至 8,500 高斯的变化范围以及 aw 从 0.79 至 9.6 安/公

分的变化範圍內, 这些曲綫可以表示为

$$B = 1,705 \cdot \left(\frac{aw}{aw_y} \right)^2 + 592 \cdot \left(\frac{aw^2}{aw_y} \right). \quad (3)$$

这个表达式近似地描繪出曲綫族. 讓我們来檢查一下: 按公式(3)計算而得的值 B 与从曲綫上取得的值 B 究竟符合到怎样程度.

aw_y	aw	B	
		按公式計算	实 測
0.79	0.79	2,170	2,400
0.79	1.57	8,500	7,430
1.2	1.2	2,400	2,620
1.2	2.36	9,300	8,600
2.36	1.57	1,365	1,703
2.36	3.93	8,600	8,130
3.93	6.3	10,100	8,500

用厚度为 0.5 公厘的变压器矽鋼 3A 所制成的圓环样品, 作者求得 $B = 3,500 (aw/aw_y)^2$ (B 以高斯表示).

用坡莫合金所制成的圓环样品, 幂 n 是在从 2 至 3 的範圍中变动着. 在图 3 上, 給出了变压器矽鋼 EC4AA 的磁化曲綫族, 这是在 A. 西馬科夫变压器工廠得到的. 在 $aw_y = 5 \sim 50$ 和磁感应到 13,000 高斯的範圍內, 这曲綫族是以公式 $B = 3,700 \cdot (aw/aw_y)$ 來說明的, 准确性达 10% 左右. 假如我們不是从計算上要求更大的准确性, 那么任何一类計算饱和扼流器和磁放大器的課題都可以表达为代数方程, 由此, 可以求出在任何直流电流之下的交流电流有效值, 或作相反的計算. 自然, 值 B 、 I 、 I_y 应当是在与經驗公式相应的应用性限界之內. 还有凡是涉及无附加磁化运行方式的計算, 那就可以按通常的方法来进行. 作为一种例解, 現在讓我們

来研究飽和扼流器以及扼流磁放大器和縱續磁放大器的特性曲線計算。同时, 这个磁化曲線族又表达为如下的形式:

$$B = A \cdot (aw/aw_y)^2. \quad (4)$$

B : 千高斯

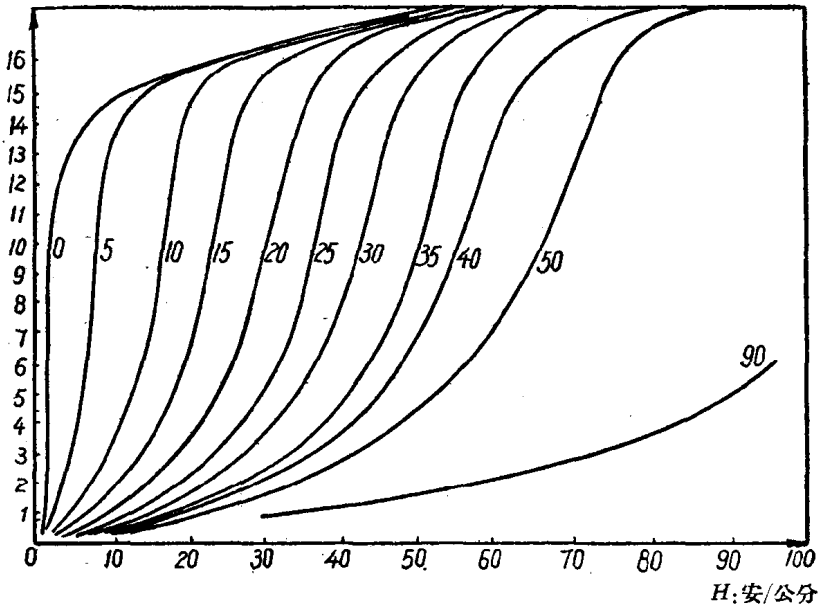


图 3. 变压器矽鋼 EC4AA 的直流磁場和交流磁場的同时磁化曲線

3. 按照图 4 的綫路方案, 計算飽和扼流器或扼流磁放大器

扼流器上的电压

$$U_{\partial p} = k \cdot \left(\frac{I}{I_y} \right)^2, \quad (5)$$

$$\text{其中} \quad k = 4 \cdot k_f \cdot f \cdot S \cdot w \cdot A \cdot 10^{-8} \left(\frac{w}{w_y} \cdot \frac{l_y}{l} \right)^2, \quad (6)$$

式中 k 具有伏特的因次; 这里 f ——频率, 以赫表示; k_f ——波形系数; S ——磁导体横截面积, 以公分²表示; w ——交流繞組的匝数; w_y ——控制繞組的匝数; l_y ——直流磁通的磁力綫平均長

度; l ——交流磁通的磁力綫平均長度。

假設: R_d ——扼流器的交流繞組电阻; R_n ——負荷电阻;
 U_c ——电网电压; I ——交流电流的有效值; I_y ——控制电流。
 那末,

$$U_{dp}^2 + I^2 \cdot (R_d + R_n)^2 = U_c^2 \text{ ①}$$

或

$$k^2 \cdot I^4 + I^2 \cdot (R_n + R_d)^2 \cdot I_y^2 = U_c^2 I_y^2; \quad (7)$$

因此

$$I^2 = \frac{-(R_n + R_d)^2 \cdot I_y^2 + \sqrt{I_y^2 \cdot (R_n + R_d)^4 + 4k^2 \cdot U_c^2 \cdot I_y^2}}{2k^2}. \quad (8)$$

表达式(8)里的根号前負号弃去不用,
 因为它不滿足課題的物理条件 (电流有效
 值的平方永远是正的)。

当交流电流已經給定时, 从方程(7)也
 可以确定直流电流值

$$I_y = \frac{I \cdot \sqrt{k}}{\sqrt{U_c^2 - I^2 \cdot (R_n + R_d)^2}}. \quad (9)$$

应当注意到: 只有当附加磁化存在的
 时候, 公式(5)、(8)、(9)方才有效。

引用新的标志

$$m = \frac{(R_n + R_d)^2 \cdot I_y^2}{2k \cdot U_c}, \quad (10)$$

我們現在把 (8) 予以变换; m 既与运行中不变化的各扼流器参数
 (S 、 l 、 l_y) 有关, 而且又与运行中可能变化的值 I_y 和 R_n 有关。

把 m 代入 (8), 我們得到

$$I = I_y \cdot \sqrt{\frac{U_c}{k}} \cdot \sqrt{\sqrt{1+m^2} - m}. \quad (11)$$

① 原文作 $U_{dp}^2 + I^2(R_d + R_n)^2 = U_c^2$ ——譯者。

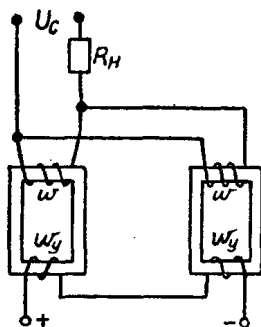


图 4. 飽和扼流器的繞路
 方案 (它也是扼流
 磁放大器的繞路方
 案)

假如負荷电阻 R_n 等于零, 而扼流器繞組电阻 R_d 又是很小, 則 $m \approx 0$, 因而

$$I = I_y \cdot \sqrt{\frac{U_c}{k}}.$$

最后的表达式是直綫, 其与軸 I_y 所成的傾斜角的正切等于 $\sqrt{U_c/k}$. 假如現在把負荷电阻增值, 則 m 也將增值, 而在同一 I_y 之下, 值 I 將較在 $R_n=0$ 时的值要小一些. 茲將在若干 m 值时的 $\sqrt{\sqrt{1+m^2}-m}$ 值, 列表如下:

m	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
$\sqrt{\sqrt{1+m^2}-m}$	0.946	0.91	0.865	0.823	0.79

因为 m 不仅与 R_n 有关, 而且也与 I_y 有关, 因此, 在 R_n 不变化时, 跟着 I_y 的增長, 值 I 也將小于 $R_n=0$ 时的值 I . 如前一样, 这結論是完全与实验数据一致的.

現在我們来研究頻率的变化对于扼流磁放大器运行的影响. 假定当 $U_c = \text{const.}$ ① 和 $I_y = \text{const.}$ 时頻率有了变化, 要求回答这样一个問題, 就是: 这时电流 I 有多少变化.

因为根据条件只是 k 和 m 有变化, 同时 k 是与頻率成正比地变化着, 而 m 是与頻率成反比地变化着, 所以 I 的变化是与表达式

$$\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \sqrt{\sqrt{1+m^2}-m} \quad (12)$$

的变化成正比. 假如把頻率变化前的状态中的各值写上标号 I , 而把頻率变化后的状态中的各值写上标号 II , 則电流的变化 $\Delta I = I^{II} - I^I$ 与以前的电流值 I^I 的比值等于

① const. 就是恒数——譯者

$$\frac{\Delta I}{I^I} = \sqrt{\frac{k^I}{k^{II}}} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{1+(m^{II})^2}-m^{II}}{\sqrt{1+(m^I)^2}-m^I}} - 1. \quad (13)$$

作为一个例子, 我們求出 $\Delta I/I^I$ 的值(当 $m=0.2$), 而頻率增長了 10%. 在这情形下,

$k^{II}=1.1k^I$; $m^I=0.2$; $m^{II}=0.18$; $\Delta I/I^I \approx 0.045$, 就是說, 电流大約变化了 4.5%.

4. 按图 5 的綫路方案縱續联結两个扼流放大器

假定: 以标号 1 标志第一个縱續, 而以标号 2 标志第二个縱續. 那时,

$$k_1^2 \cdot I_1^4 + I_1^2 \cdot (R_{\delta_1} + R_{y_2} + R_{\delta_1})^2 \cdot I_{y_1}^4 = U_c^2 \cdot I_{y_1}^4, \quad (14)$$

$$\text{并且} \quad k_2^2 \cdot I_2^4 + I_2^2 \cdot (R_u + R_{\delta_2})^2 \cdot I_{y_2}^4 = U_c^2 \cdot I_{y_2}^4, \quad (15)$$

式中: R_{δ} ——固体整流器的电阻.

因为

$$I_{y_2} = \frac{I_1}{Kf}, \quad (16)$$

所以为了求得分析关系式 $I_2 = f(I_{y_1})$ 起見, 必須由(14)确定 I_1 , 并且把(15)中的 I_{y_2} 代以 I_1/Kf .

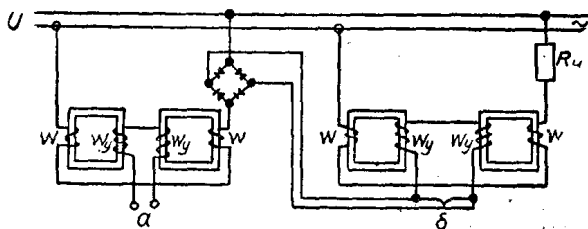


图 5. 双縱續磁放大器的綫路方案

借助于上述公式, 可以作出在各种不同的負荷、頻率、网络电压等等条件下的扼流放大器和縱續放大器的特性曲綫族 $I=f(I_y)$. 利用它們, 也不难作出我們感到很大兴味的其余特性曲綫族:

在各种不同的 R_n 、 f 、 U_c 等等条件下的曲線族 $\Delta P = f(I_y)$;

在各种不同的 R_n 、 f 、 U_c 等等条件下的曲線族 $k_{ym} = f(I_y)$.

式中: ΔP ——負荷中的功率增量; k_{ym} ——功率放大系数, 等于負荷中发出的功率增量与控制功率之間的比值.

假如負荷并不是正如我們上面所考虑的純电阻負荷, 而是混合負荷, 例如为 $Z_n = R_n + jx_n$ 的形式, 并且同时磁化曲線族也是以公式(4)表达, 則扼流放大器的直流电流与交流电流之間的联系是以方程

$$\frac{k^2}{I_y^4} I^4 + I^3 \cdot \frac{2k \cdot x_n}{I_y^2} + I^2 [(R_0 + R_n)^2 + x_n^2] = U_c^2 \quad (17)$$

确定的.

当 $x_n = 0$ 时, 方程(17)变成方程(7).

附录 I

因为磁放大器和飽和扼流器的运行照例是在交流磁場的极大磁感应时进行的, 对变压器矽鋼來說这极大磁感应不超过 $8 \sim 10$ 千高斯, 对鉄鎳合金來說, 通常不超过約 $3.5 \sim 4.5$ 千高斯, 因此只需要分析地表示出处于这些磁感应值之下的那一部分同时磁化曲線. 确定表达式(1)的 A 、 n 和 $\varphi(aw, aw_y)$ 可按如下的办法进行.

在曲線上, 我們把 $aw = aw_y$ 的各点記出, 并且把它們联結起来. 联結它們的綫, 經常接近于直綫. 引这直綫使与縱座标軸相交. 縱座标軸的綫段可以作为系数 A 的初步近似值. 然后选择幂 n ; 通常它等于 2, 很少的情形下等于 3. 最好避免分数幂, 因为有分数幂的时候, 計算上有所不便. 通过属于具有 aw_y 的最小值曲綫上的 $aw = aw_y$ 点, 引出橫綫. 假如通过 $aw = aw_y$ 点的直綫与橫座标軸所成的傾斜角很小, 則在表达式 (1) 內, 可以只限用一个函数 $f(aw, aw_y)$. 在这些情形之下, 系数 A 选取等于点 $AW = AW_y$ 的某平均縱座标. 在同一情形之下, 当傾斜角是大的时候, 函数

$\varphi(aw, aw_y)$ 是必要的。

为了确定它的形式起见,应当作出(用点)不少于三条由公式 $B = A (aw/aw_y)^n$ 确定的曲线(在最小的、平均的和极大的 aw 值时)。把这样求得的曲线的纵坐标,从相应的近似曲线的纵坐标内减去,可以作出应当描绘出函数 $\varphi(aw, aw_y)$ 的曲线。函数 φ 常可表达为 $C \cdot aw^2$ 或 $C_1 \frac{aw^2}{aw_y}$ 。我们也应当从这些表达式开始。确定了函数 f 和 φ 的形式以后,就可以进一步明确包含在其中的系数。作技术上的计算时,有 10~15% 左右的准确度是完全足够了。在这情形下,如 aw_y 的变化范围是预先知道时,例如在对于控制讯号的极性有敏感性且作为微弱讯号之下运行用的放大器中(在本论文中不考虑它们),分析地表达出来的不是全部曲线族,而仅仅是这些曲线族的运行部分的线段,这是适宜的。

附 录 II

为了明确起见,在导出分析的公式时,到现在为止我们还是使用着同时磁化曲线族的最简单的表达式,其形式为 $B = A (aw/aw_y)^2$ 。可是,因为在实践中很常遇到,同时磁化曲线族不可能用这样比较简单的方法来表示,而可能要用更复杂的形式来表达。所以,为了指出在这时候计算要经受怎样的变化,以下将给出公式,使能计算纯电阻负荷时的扼流放大器的特性曲线,这时特性曲线族可以表示为

$$B = A_1 \cdot aw^2 \left[\frac{1}{aw_y^2} + \frac{A_2}{A_1 aw_y} \right]. \quad (18)$$

略去导出,我们有

$$I^2 = \frac{-(R_n + R_d)^2 + \sqrt{(R_n + R_d)^2 + 4U_c^2 P^2 w^4}}{2P^2 w^4}, \quad (19)$$

式中:

$$P = 4k_f \cdot f \cdot S \cdot w \cdot 10^{-8} \frac{A_1}{l^2} \left[\frac{l_y^2}{(I_y w_y)^2} + \frac{A_2 l_y}{A_1 \cdot I_y w_y} \right]. \quad (20)$$

讓我們來研究一個數字例子。為了客觀起見，我們對阿蓋爾斯和巴卡洛所述的扼流器進行計算。這扼流器的同時磁化曲線對實用上有足夠的準確性，它恰巧可以用表达式(18)來表達。扼流器磁路的草圖如圖 6 所示。交流磁通的磁路長度 $l = 36.2$ 公分；直流磁通的磁路長度 $l = 24$ 公分；

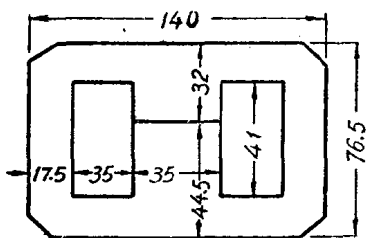


圖 6 磁路草圖

扼流器繞組的電阻 $R_\theta = 15$ 歐；負荷電阻 $R_n = 300$ 歐； $f = 60$ 赫；交流磁通的磁導體截面 $S = 10.3$ 公分²； $w = 380$ ；電網電壓 $U_c = 100$ 伏；表达式(18)中的系數

$$A = 1,705 \text{ 高斯；}$$

$$\frac{A_2}{A_1} = 0.347 \text{ 公分/安。}$$

按公式(20)，我們有：

$$P = 4 \cdot 1.11 \cdot 60 \cdot 10.3 \cdot 380 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1,705}{36.2^2} \cdot 24 \left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]$$

或
$$P = 0.325 \left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]；$$

$$2P^2 W^4 = 2 \cdot 0.325^2 \cdot 380^4 \left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]^2；$$

$$R_n + R_\theta = 315 \text{ 歐；}$$

$$\frac{(R_n + R_\theta)^2}{2P^2 W^4} = \frac{22.7 \cdot 10^{-6}}{\left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]^2}；$$

$$\frac{4U_c^2 \cdot P^2 \cdot w^4}{(R_n + R_\theta)^4} = 8,910 \left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]^2。$$

因此，按照(19)：

$$I^2 = - \frac{22.7 \times 10^{-6}}{\left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]^2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 + 8,910 \left[\frac{24}{(I_y w_y)^2} + \frac{0.347}{I_y w_y} \right]^2} \right]。$$

采用 $I_y w_y = 20, 30 \dots 100$, 可以求出 I^2 , 然后求出 I . 計算的結果如图 7 所示, 圖中的記号 $\times$ 标志着阿盖尔斯和巴卡洛以实验求得的一点.

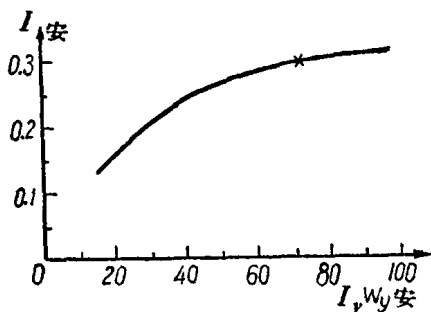


图 7. 計算出来的特性曲线 $I = f(I_y)$

参 考 文 献

1. C. V. Aggers and W. E. Pakalo, El. Journal, 34,55, 1937.
2. С. М. Осовец, Электричество, 5, 1948.

(胡汝鼎譯自苏联“自动技术与远动技术”杂志 1948 年第 4 期)

直流磁場和交流磁場磁化下磁放大器的特性曲綫計算方法*

A. B. 巴沙林

当我们計算磁放大器及其过渡历程时，就要使用具有直流附加磁化的放大器磁特性曲綫族。通常，这些曲綫族是由实验在某一試驗样品上确定的，然后，把它们用来計算放大器，放大器磁路具有与試驗样品相类似的几何輪廓。

在这一篇論文里，叙述：按照鉄心材料的基本磁化曲綫而求得必需的特性曲綫族的簡單計算方法。

大家知道，如果同时放上了磁場交流成分和磁場直流成分，在鉄心中就引起磁感应交流成分和磁感应直流成分之間的复杂的互耦合。为了計算放大器和放大器中的各項过程起見，各量的有效值或平均值以及各量的变化規律的知識是主要的，而它們的瞬值倒不是主要的知識。

从这点看来，对于磁放大器的計算必須具备两种基本特性曲綫族的知識，根据这些曲綫族就可以得出其它特性曲綫：

1. 在磁感应交流成分的各种規定极大值 $B_{\sim m}$ 之下，磁感应直流成分与

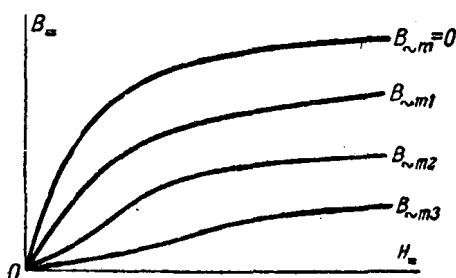


图 1. 第一类磁化特性曲綫 ($B_{\sim m1} < B_{\sim m2} < B_{\sim m3}$)

* A. B. Башарин: Электричество, 17~20 №1, 1966.