50376
1986
171

N° d'ordre : 397

50376
1986
171

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
DE LILLE FLANDRES - ARTOIS

pour obtenir le grade de

DOCTEUR INGENIEUR

par

Wafik HARARA
Ingénieur E.I.D

BIBLIOTHEQUE INTERUNIVERSITAIRE
SECTION DE SCIENCES
LILLE

CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION DES INDUCTANCES DE LISSAGE

Soutenue le 26 Septembre 1986 devant la Commission d'examen

Président Rapporteur : G. SEGUIER
Corapporteur : J.P. SIX
Examinateurs : F. NOTELET
C. ROMBAUT
S. CAMBIER

à mon père,

à ma mère,

AVANT - PROPOS

Ce mémoire, intitulé "Contribution à l'optimisation des inductances de lissage" a été préparé au Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et machines électriques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille - Flandres - Artois.

Nous remercions très vivement Monsieur le Professeur SEGUIER de nous avoir accueilli dans son Laboratoire, de nous avoir confié ce sujet et de nous avoir conseillé lors des diverses étapes de cette étude. C'est Monsieur SIX, Maître de Conférences, qui était chargé du suivi de notre travail ; nous lui sommes très reconnaissant de l'inlassable bienveillance avec laquelle il nous a guidé et aidé.

Nous exprimons notre vive gratitude à Monsieur le Professeur NOTELET, de l'Institut Universitaire de Technologie de Béthune, et à Monsieur le Professeur ROMBAUT, de l'Institut industriel Du Nord, qui ont accepté d'examiner notre travail et de faire partie du Jury.

Monsieur CAMBIER, Président Directeur Général de la Société Sécurelec, s'est intéressé à l'avancement de cette étude, nous a fourni les circuits magnétiques dont nous avions besoin. Nous sommes très heureux qu'il fasse partie du Jury.

Nous ne saurions exprimer toute notre gratitude à ceux qui ont permis notre venue en France, ont facilité notre séjour, nous ont aidé à mener à son terme notre travail de recherche. Nous tenons à remercier en particulier Monsieur le Professeur IBRAHIM HADDAD Président Directeur Général du Commissariat à l'Energie Atomique de SYRIE, ainsi que Monsieur VANHECKE du C R O U S de Lille, les enseignants et le personnel du Service Electrotechnique de l'Université.

TABLE DES MATIERES

- AVANT - PROPOS

- TABLE DES MATIERES

- CHAPITRE 1 — Pages

LES INDUCTANCES DE LISSAGE PRESENTATION DE L'ETUDE 1

I - Le rôle des inductances de lissage 2

I.1. Emploi dans les redresseurs 2

I.2. Emploi dans les hacheurs et dans les onduleurs 10

II - Présentation de l'étude 15

II.1. Construction et caractérisation d'une inductance de lissage 15

II.2. Remarques sur la tension et la puissance apparente 17

II.3. Les deux facteurs étudiés 19

II.4. Origine et plan de l'étude 23

- CHAPITRE 2

LA PERMEABILITE DIFFERENTIELLE 25

I - Préliminaire : les différentes perméabilités 25

I.1. Perméabilités en continu 26

I.2. Perméabilités en alternatif 28

I.3. La perméabilité différentielle considérée 31

II - Reconnaissance préalable des matériaux 32

II.1. Les circuits magnétiques utilisés 32

II.2. Caractéristiques magnétiques en courant continu 35

II.3. Mesure des pertes dans le fer 38

III - Etude expérimentale de la perméabilité différentielle 39

III.1. Principe utilisé 39

III.2. Relevés effectués. Montage. Mode opératoire 41

III.3. Remarques sur les résultats obtenus 43

Planches 2.1 à 2.11 48

- CHAPITRE 3

VALEUR D'UNE INDUCTANCE DE LISSAGE 59

I - Peut-on définir la valeur d'une inductance de lissage ? 59

I.1. Les difficultés d'une telle définition 59

I.2. Faut-il chercher à donner une valeur constante à une inductance de lissage ? 61

II - Exemple simple de calcul de l'entrefer optimal 62

II.1. Circuit magnétique 1 63

II.2. Circuit magnétique 2 65

II.3. Remarques 67

III - Vérifications expérimentales 69

III.1. Montage expérimental 69

III.2. Courbes L (I_o) pour diverses valeurs de e 71

III.3. Courbes L(e) pour diverses valeurs de I_o 73

Planches 3.1. à 3.8 75

- CHAPITRE 4

EXEMPLE D'APPLICATION 83

I - Montage réalisé Mode opératoire 83

I.1. Le redresseur et sa charge 84

I.2. Mesure du coefficient d'ondulation 85

II - Résultats obtenus 86

II.1. Circuit magnétique 1 86

II.2. Circuit magnétique 2 87

II.3. Circuit magnétique 3 87

Planches 4.1 à 4.6 89

- CONCLUSIONS 95

- BIBLIOGRAPHIE 98

CHAPITRE 1

LES INDUCTANCES DE LISSAGE
PRESENTATION DE L'ETUDE

Les convertisseurs de l'électronique de puissance mettent en oeuvre dans leurs circuits principaux non seulement des semi-conducteurs de puissance mais aussi des capacités et des inductances.

Ces capacités et ces inductances sont souvent les éléments les plus lourds et les plus encombrants des équipements ; leur coût constitue une partie importante du coût total. Aussi, lorsque c'est possible, on augmente la fréquence interne de fonctionnement des convertisseurs [1] (1) afin de pouvoir réduire les capacités et les inductances.

Le problème prend une telle importance qu'on envisage même, dans certains cas, de revenir sur des structures aussi classiques que celles des redresseurs [2].

Notre travail porte sur les inductances de lissage, c'est-à-dire les inductances dont le bobinage est parcouru par un courant comportant une composante continue et une composante alternative. Leur rôle est d'opposer une impédance à la propagation de cette dernière. On trouve ces inductances du côté continu des convertisseurs : sortie des redresseurs, entrée ou sortie des hacheurs, entrée des onduleurs.

Après avoir montré rapidement le rôle assigné à ces inductances, nous présenterons le plan de notre mémoire.

(1) Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie placée à la fin du mémoire.

I - LE ROLE DES INDUCTANCES DE LISSAGE

I.1. Emploi dans les redresseurs

Dans un redresseur alimenté par des tensions alternatives de fréquence f, la fréquence de la composante alternative de la tension et du courant redressés est égale à p f, en désignant par p l'indice de pulsation. Celui-ci est égal au nombre de portions identiques de sinusoïdes constituant la tension redressée pendant une période des tensions d'entrée.

Pour les redresseurs alimentés par le réseau à 50 Hz,

. si le réseau est monophasé, p = 2

donc p f = 100 Hz

. si le réseau est triphasé, p = 3, ou 6 le plus souvent, ou 12, ou 18, ou 24

donc p f = 150 Hz, ou 300 Hz le plus souvent, ou 600 Hz, ou 900 Hz, ou 1200 Hz.

I.1.1 Le lissage du courant redressé

Pour les fortes valeurs du courant redressé, un redresseur fonctionne en *conduction continue* c'est-à-dire que le courant redressé i_d n'est jamais nul. La sortie est en permanence reliée à l'entrée par le débit d'un ou de plusieurs semiconducteurs.

La figure 1.1 représente le redresseur en pont triphasé alimenté par une source de tensions v_1, v_2, v_3, constitué de 6 thyristors T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3 et débitant sur un récepteur de constantes R, L, E.

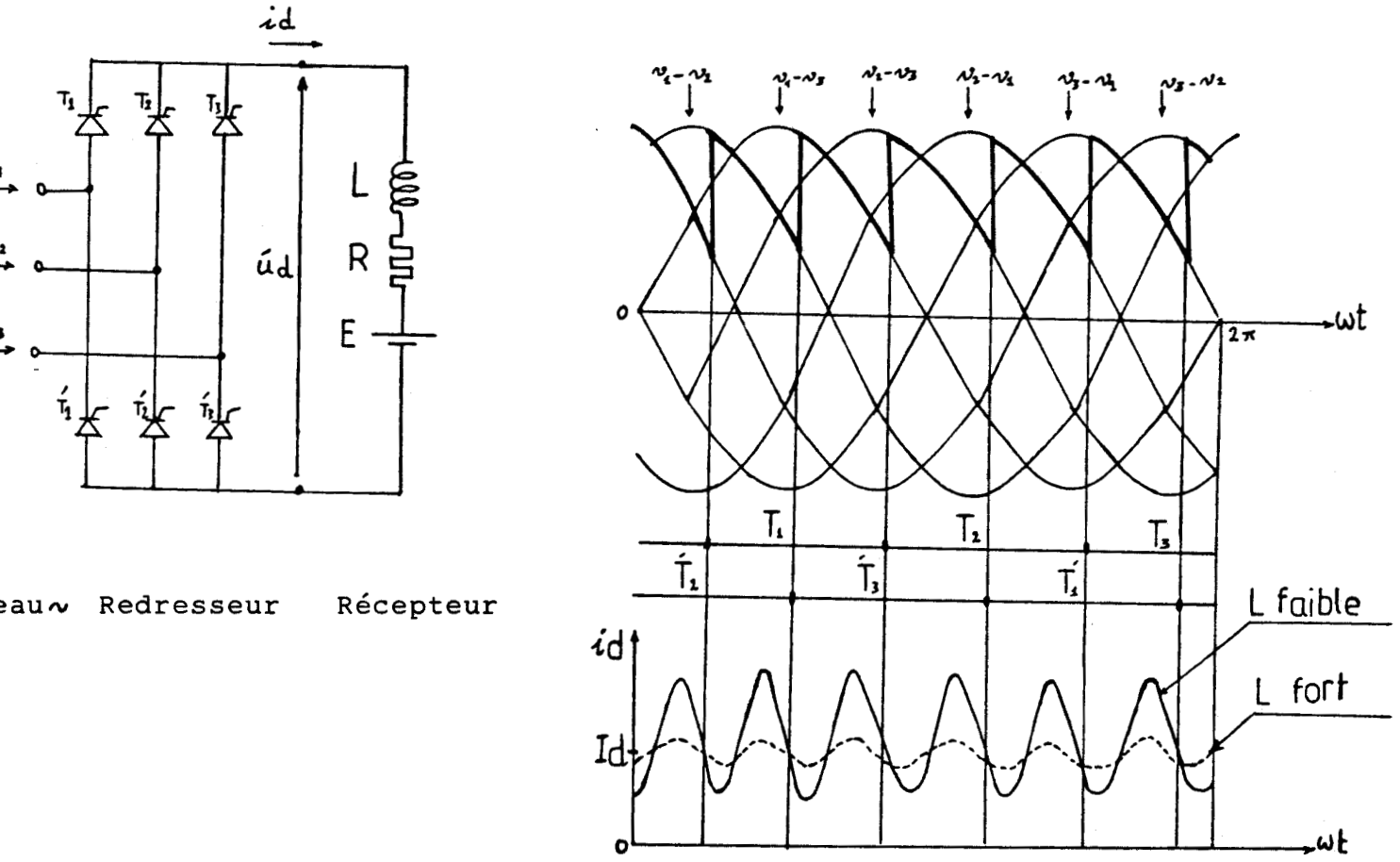


Fig. 1.1

- <u>La tension redressée</u> u'_d est égale à $v_1 - v_2$ quand T_1 et T'_2 conduisent, à $v_1 - v_3$ pendant la conduction de T_1 et T'_3...

Sa valeur moyenne est :

$$U'_{do} = U_{do} \cos\alpha \qquad (1.1)$$

en désignant par U_{do} la valeur de U'_{do} qu'on aurait si u'_d était formé des sommets des sinusoïdes $v_1 - v_2$, $v_1 - v_3$, $v_2 - v_3$,..., par α l'angle de retard au déblocage des thyristors.

Le premier terme de son développement en série [3] a pour pulsation $p\omega$ (ou $p2\pi f$) et pour amplitude

$$U'_{dp}\sqrt{2} = U_{do}\cos\alpha\frac{2}{p^2-1}\sqrt{1+p^2tg^2\alpha} \qquad (1.2)$$

- <u>Le courant redressé</u> i_d diffère peu de la superposition au terme moyen :

$$Id = \frac{U_{do}\cos\alpha - E}{R} \qquad (1.3)$$

du terme alternatif de pulsation $p\omega$ et d'amplitude

$$I_{dp}\sqrt{2} = \frac{U_{do}\cos\alpha}{\sqrt{R^2+p^2L^2\omega^2}} \; \frac{2}{p^2-1} \; \sqrt{1+p^2tg^2\alpha} \qquad (1.4)$$

G. SEGUIER [3] a montré que cette approximation, dite "méthode du premier harmonique" était d'autant plus légitime que l'ondulation du courant était plus faible.

- <u>L'ondulation</u> $i_{d\ max} - i_{d\ min}$ du courant redressé est, dans ces conditions, constante par des valeurs données de U_{do}, p, R, L et α. Elle est maximale pour $\cos\alpha = 0$ et vaut alors

$$i_{d\ max} - i_{d\ min} = \frac{4p}{p^2-1} \; \frac{U_{do}}{\sqrt{R^2+p^2L^2\omega^2}}$$

- <u>Le facteur d'ondulation</u> du courant redressé est d'ordinaire défini par

$$K_{i_d} = \frac{i_{dmax} - i_{dmin}}{2\ Id}$$

il diminue donc quand I_d croît.

D'ordinaire on impose de ne pas dépasser une certaine valeur $K_{i_d lim}$ du facteur d'ondulation, pour $\cos\alpha$ nul et pour la valeur nominale $I_{d\ nom}$ du courant redressé. Cela indique la valeur minimale à donner à l'inductance L

$$K_{i_d\ lim} \leqslant \frac{\dfrac{4p\ U_{do}}{(p^2-1)\ \sqrt{R^2+p^2L^2\omega^2}}}{2\ I_{d\ nom}.}$$

Pour les faibles valeurs de $K_{i_d lim}$ et les montages de forte puissance, on peut négliger R^2 devant $p^2L^2\omega^2$; il vient

$$L \geqslant \frac{U_{do}}{\omega I_{d\ nom}} \cdot \frac{1}{K_{i_d\ lim}} \cdot \frac{2}{p^2-1}$$

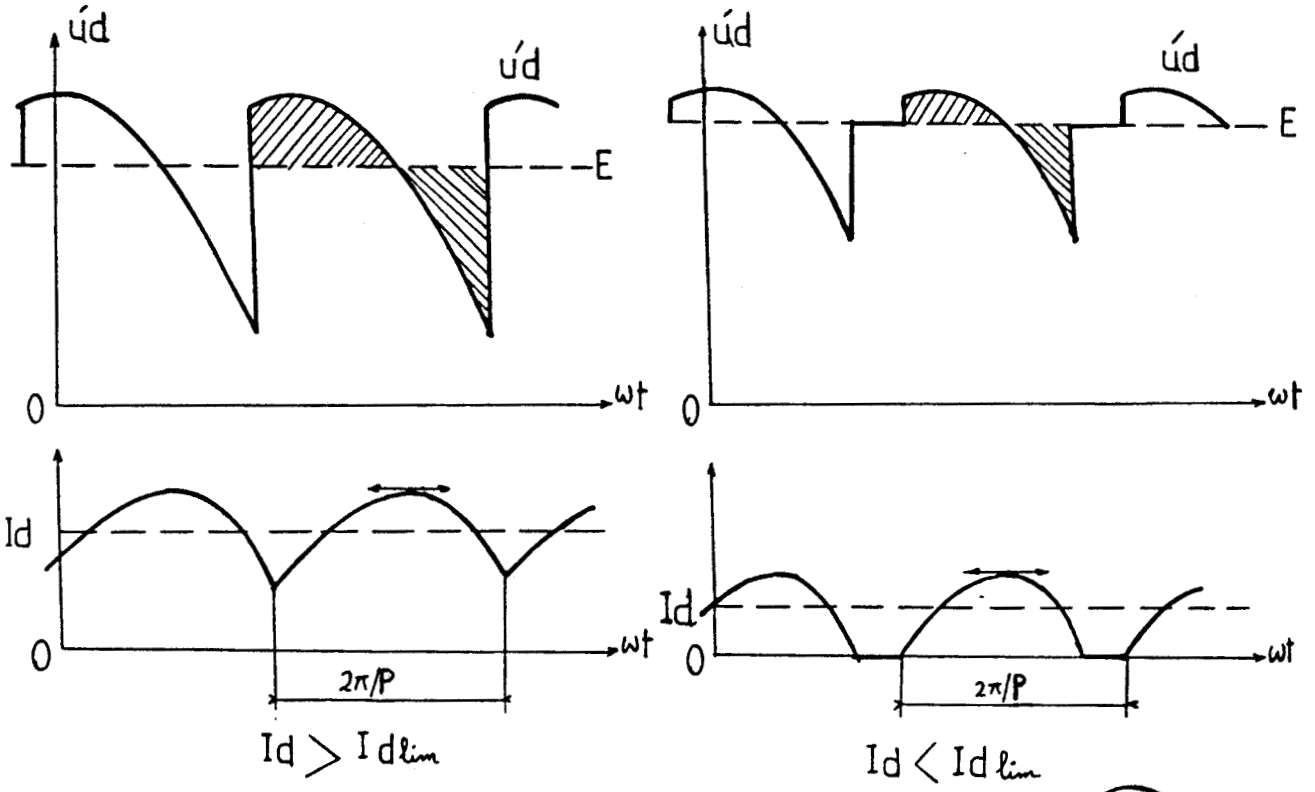
La valeur relative de l'inductance, donnée par le rapport $L\,\omega\,I^2_{d\ nom}\ /\ U_{do}I_{d\ nom}$, est d'autant plus grande que le facteur d'ondulation de i_d doit être plus faible et que l'indice de pulsation p est plus réduit.

- Si l'inductance du récepteur est insuffisante, on augmente l'inductance totale du circuit du courant i_d en ajoutant une inductance de lissage.

I.1.2. La conduction discontinue aux faibles débits

La relation (1.1) donnant la valeur moyenne de la tension redressée n'est applicable, lors du débit sur un récepteur R, L, E; que lorsque le courant moyen I_d est suffisant. Au dessous d'une certaine valeur $I_{d\ lim}$ la conduction devient *discontinue* et la valeur de U'_{do} s'élève rapidement.

- La figure 1.2 illustre ce phénomène. Les deux séries de formes d'ondes ont été tracées pour la même valeur de α, en négligeant l'effet de R.
  - A gauche, I_d est supérieur à $I_{d\ lim}$. Quand la conduction des thyristors donne une tension redressée u'_d supérieure à E, $L\,di_d/dt$ est positif, le courant i_d croît. Quand u'_d est inférieur à E, $L\,di_d/dt$ est négatif, i_d décroît mais ne s'annule pas.
  - A droite, I_d est inférieur à $I_{d\ lim}$. Quand i_d décroît il s'annule. Durant les intervalles à i_d nul aucun thyristor ne conduit, la tension u'_d aux bornes du récepteur égale E.
    Comme $L\,di_d/dt$ a une valeur moyenne (les deux surfaces hachurées doivent être égales sur l'une et l'autre des figures), la conduction discontinue augmente la valeur moyenne de U'_{do} la rendant supérieure à $U_{do}\cos\alpha$.



BU LILLE

Fig. 1.2

Nous avons reproduit à titre d'exemple, les caractéristiques donnant U'_{do}/U_{do} en fonction de I_d dans la zone des faibles débits pour les redresseurs d'indice de pulsation égal à 2 (fig. 1.3)

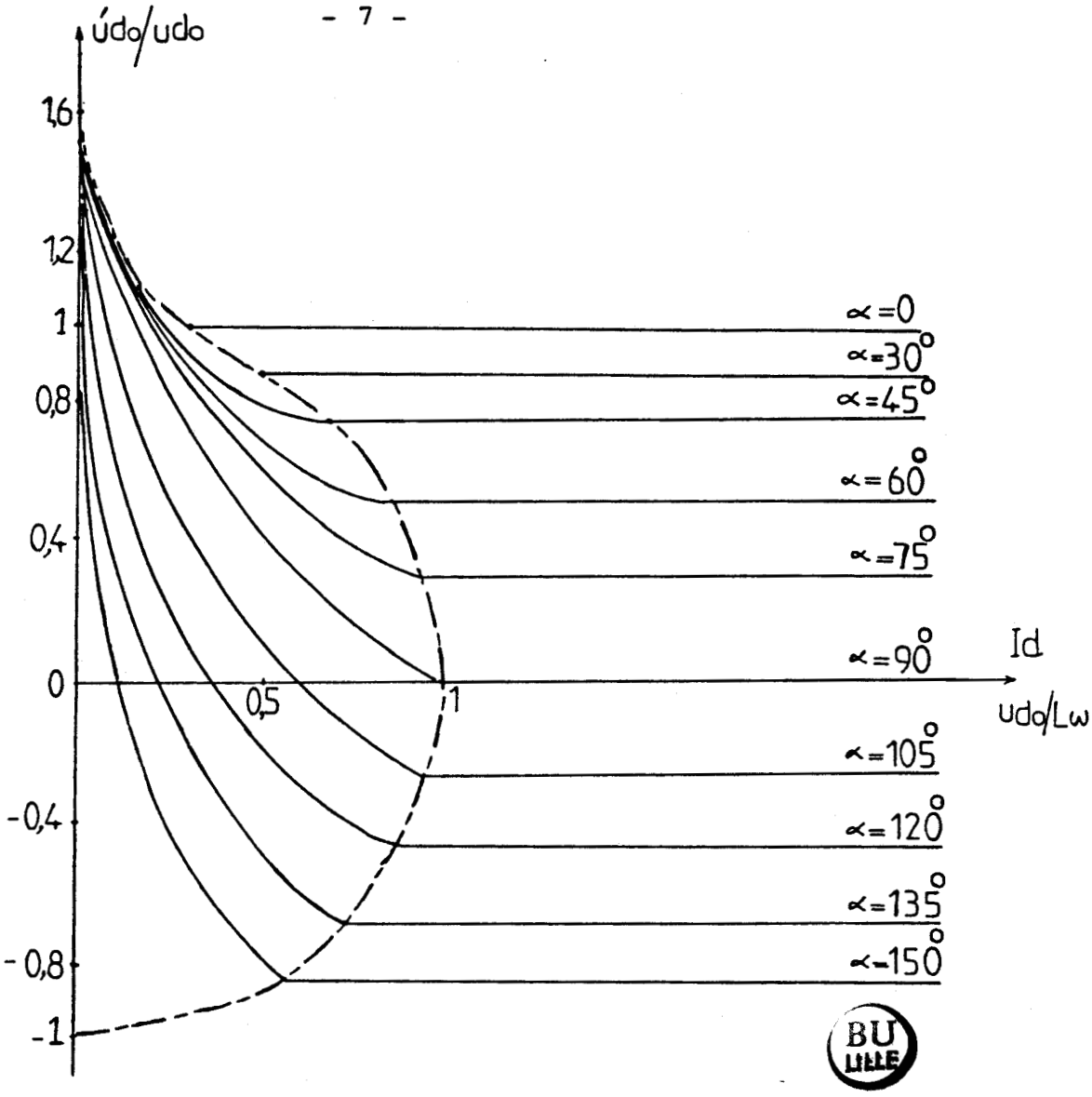


Fig. 1.3

A droite de la courbe en traits mixtes, la conduction est continue et U'_{do} égale $U_{do}\cos\alpha$. A gauche, la conduction est discontinue et U'_{do} croît très rapidement quand I_d diminue.

- Ces courbes ont été calculées [3] pour les diverses valeurs usuelles de p. C'est pour α égal à $\pi/2$ que la conduction discontinue apparaît le plus vite ; pour cette valeur de α ,

$$
\begin{aligned}
I_{d\,lim} &= U_{do}/L\omega, \text{ pour } p = 2,\\
&= 0{,}395\ U_{do}/L\omega, \text{ pour } p = 3,\\
&= 0{,}093\ U_{do}/L\omega, \text{ pour } p = 6,\\
&= 0{,}023\ U_{do}/L\omega, \text{ pour } p = 12,\ldots
\end{aligned}
$$

- Ces rapides variations de la tension redressée au voisinage de I_d nul sont très génantes :

Elles obligent à utiliser des signaux de commande larges et à modifier la loi de commande.

Lorsqu'on utilise deux redresseurs montés en anti-parallèle pour pouvoir inverser le courant I_d, la traversée des zones à conduction discontinue situées de part et d'autre de l'axe à courant I_d nul, soulève de nombreuses difficultés.

- Pour réduire la zone à conduction discontinue dont la largeur est, à p donné, proportionnelle à l'inductance L, on peut être amené à accroître l'inductance du récepteur par une inductance additionnelle.

I.1.3. Filtrage de la tension redressée

Pour la réalisation, à partir du réseau industriel d'alimentations à courant continu de faible ou moyenne puissance, on utilise un redresseur suivi d'un filtre passe-bas. Celui-ci est formé d'une inductance de lissage L en série suivi d'un condensateur C en parallèle. La figure 1.4 représente le plus simple de ces montages,il utilise un pont redresseur monophasé à quatre diodes.

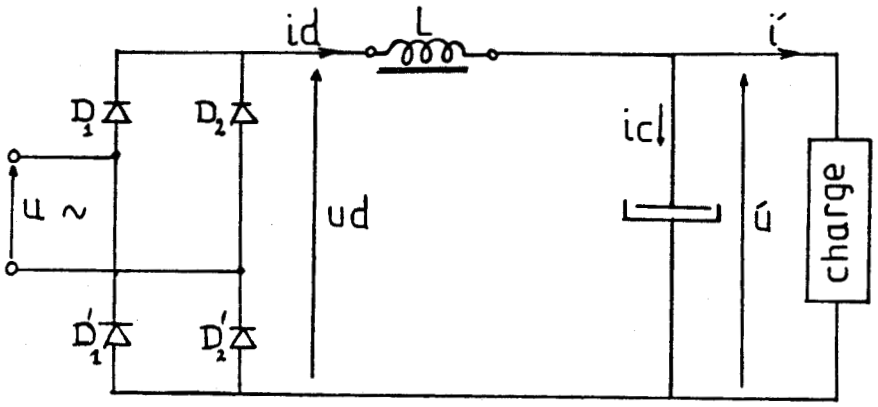


Fig. 1.4

On peut ramener ce problème au précédent si on néglige l'ondulation de la tension u' aux bornes du condensateur, donc celle du courant i' consommé par la charge.

La tension Ldi_d/dt ayant une valeur moyenne nulle, les tensions u_d et u' ont même valeur moyenne. Le courant i_c fourni au condensateur ayant une valeur moyenne nulle, le courant redressé moyen Id est égal au courant i'.

Pour les fortes valeurs de i' (ou de I_d) la conduction du redresseur est continue (fig 1.5.a) et la tension u' (ou la valeur moyenne de la tension redressée) est égale à

$$u' = U_{do} = \frac{2}{\pi} \cdot U_m,$$

avec U_m amplitude de la tension alternative d'entrée.

Pour las faibles valeurs de i', inférieures à i'_{lim}, plus i' diminue, plus la conduction est discontinue (fig. 1.5.b), plus u' se rapproche de la valeur de crête de la tension d'entrée. Quand i' va de i'_{lim} à zéro, u' passe de U_{do} à 1,57 U_{do}.

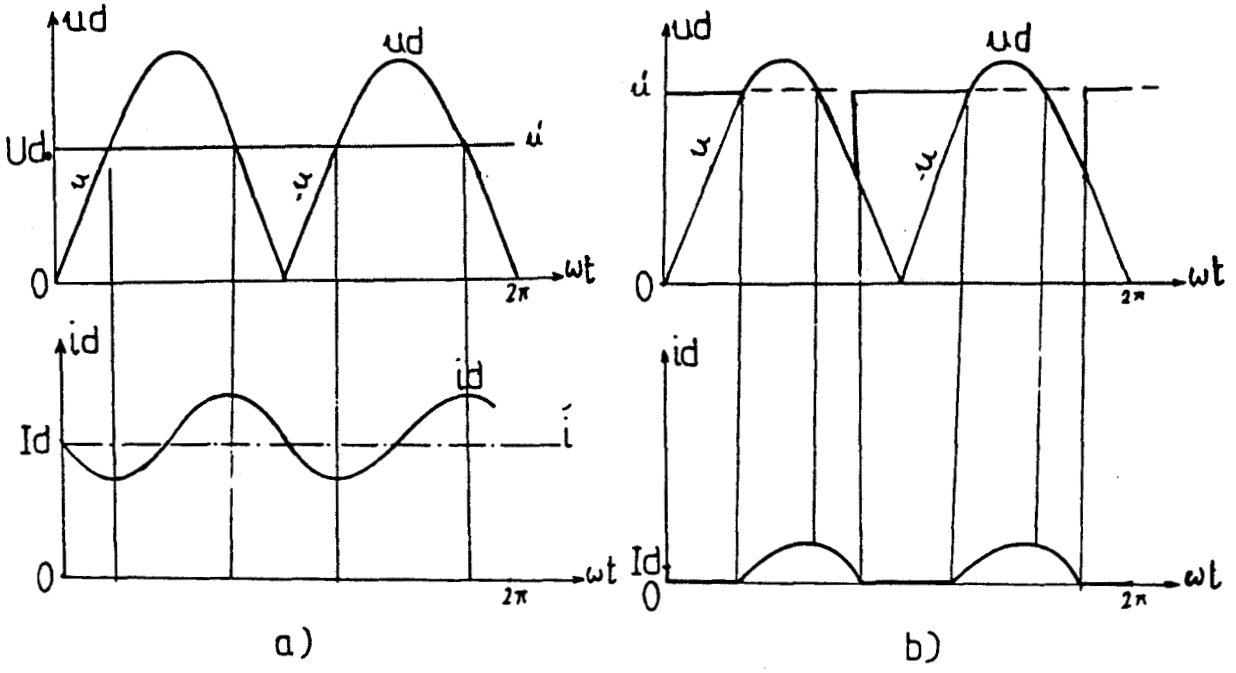


Fig 1.5

Les modifications du fonctionnement d'un redresseur par le filtre placé en aval a fait et fait toujours l'objet d'études [4], [5], [6]. Dans le cas de redresseurs à thyristors on peut, à condition d'adopter une commande convenable, éviter cette rapide variation de la tension quand le courant débité commence à croître [3].

Dans le cas des redresseurs à diodes, cette variation de tension ne peut être évitée. Comme elle est d'ordinaire intolérable, surtout pour les faibles valeurs de p, on empêche le courant i' de descendre au-dessous de i'_{lim} en dépensant toujours un minimum de courant même si cela n'est pas utile.

Comme i'_{lim} est, à p donné, inversement proportionnel à L, l'inductance du filtre doit être d'autant plus forte qu'on veut diminuer d'avantage le minimum de courant à absorber.

I.2. Emploi dans les hacheurs et dans les onduleurs

I.2.1. Cas des hacheurs

Un hacheur est un convertisseur qui est placé entre une "source" de tension continue et une "source" de courant continu, en adoptant le vocabulaire admis par l'ensemble des électroniciens de puissance français [7].

Prenons le cas le plus simple du hacheur série [8], [9] ; il permet le réglage du débit d'un générateur de tension continue u dans un récepteur de courant continu i' (fig. 1.6).

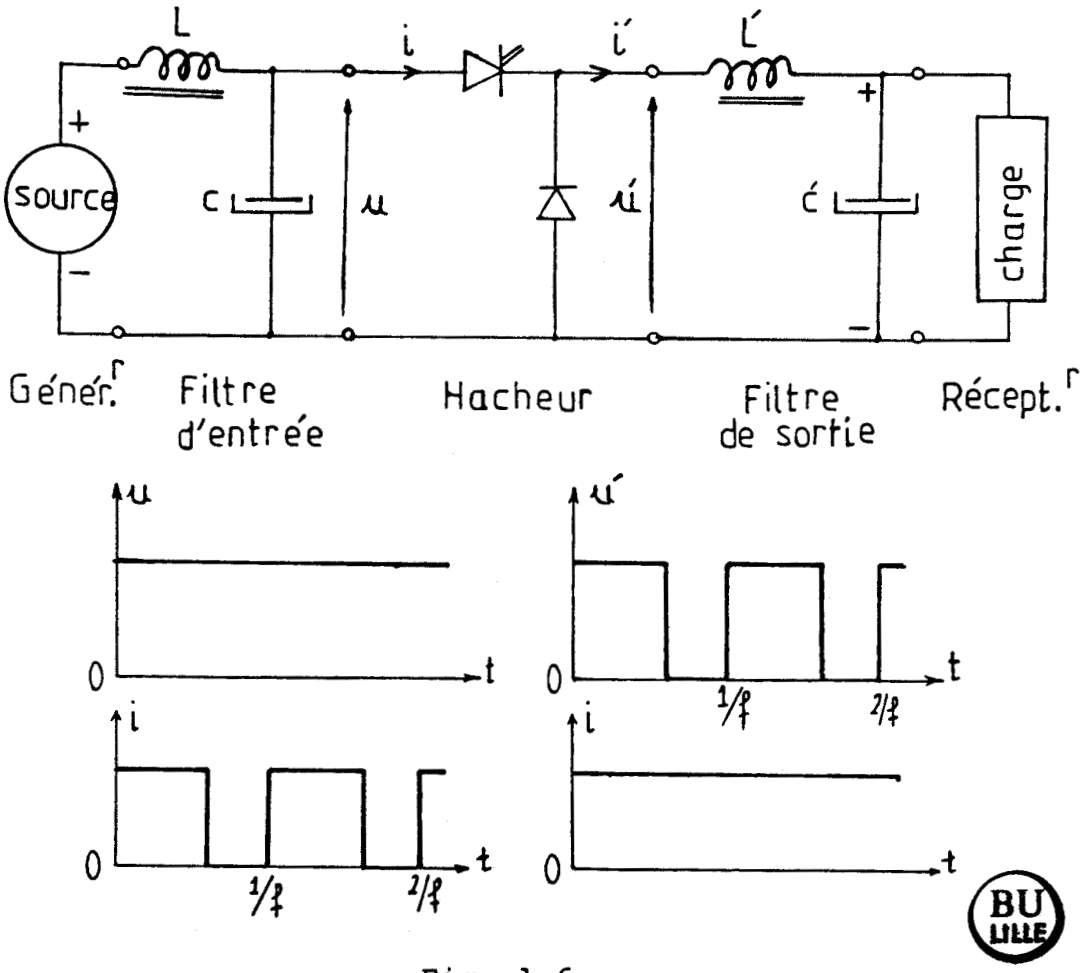


Fig. 1.6

- Récepteur

Le récepteur serait un récepteur de courant continu parfait si son inductance interne était infinie. Alors, malgré la nature hachée de la tension u' à ses bornes, il absorberait un courant i' constant pour un fonctionnement donné.

Si le récepteur est trop imparfait, il faut le corriger en mettant une inductance de lissage L' en série avec lui pour augmenter l'inductance totale du circuit de débit du courant i'.

Si,de plus, le récepteur ne tolére pas les brusques variations de la tension à ses bornes, il faut dériver entre celles-ci un condensateur C'. L'ensemble L' - C' forme alors un filtre passe-bas destiné à ne transmettre au récepteur que la composante continue de la tension u', en arrêtant les harmoniques.

L'inductance L' dans le cas du lissage du courant i', le produit inductance L' x capacité C' dans le cas du filtrage de la tension u', peuvent être d'autant plus réduits que la fréquence f de fonctionnement du hacheur est plus grande.

Pour le filtre, à L'C' donné, on ne peut trop réduire L' sinon le hacheur série ne débitant plus sur un récepteur de courant (C' joue le rôle d'un récepteur de tension) ne pourrait plus fonctionner.

Si le hacheur débite,à travers L', sur un récepteur présentant une force contre-électromotrice, ou si il y a un condensateur de filtrage pour les faibles valeurs de i' le hacheur fonctionne en conduction discontinue (i' est nul par intervalles). En conduction discontinue, comme pour un redresseur, la valeur moyenne de la tension de sortie varie très rapidement en fonction de i'.

Ici encore, à f donné, la valeur limite i'_{lim} de i' au-dessous de laquelle la conduction discontinue apparaît est d'autant faible que l'inductance est plus grande.

- Générateur

Pour que le générateur de tension continue soit parfait il faudrait que son impédance interne soit nulle, afin que la tension à ses bornes ne soit pas altérée par les à-coups du courant i qu'il débite.

S'il est trop imparfait, on le corrige en dérivant à ses bornes un condensateur C qui empêche la tension u de subir des discontinuités et atténue les fluctuations de cette tension.

Si de plus le générateur ne supporte pas le débit d'un courant haché, on lisse son courant par une inductance de lissage L. L'ensemble L-C forme alors un filtre. Vu du hacheur ce filtre constitue un passe-bas pour le courant ; il laisse

passer la composante continue du courant i et empêche la transmission de sa composante alternative.

Lors du calcul d'un tel filtre, on détermine la capacité C à partir des fluctuations tolérées pour la tension u ; on détermine l'inductance L à partir des fluctuations tolérées pour le courant débité par la source. Plus la fréquence f de découpage est élevée, plus L et C peuvent être réduits.

- Autres hacheurs

On trouve les mêmes problèmes pour tous les types de hacheurs [10]; hacheur parallèle, hacheur réversible en courant résultant du groupement d'un hacheur série et d'un hacheur parallèle, hacheur en pont ...

Si le générateur ou le récepteur de courant continu n'est pas assez inductif, il faut lui ajouter une inductance de lissage. La conduction discontinue aux faibles débits apparaît pour une valeur du courant d'autant plus faible que l'inductance du circuit est plus élevée.

Si on met des filtres, leurs inductances seront parcourues par des courants comportant une composante continue ; il s'agit donc d'inductances de lissage.

I.2.2 Cas des onduleurs

Schématiquement, on distingue trois types d'onduleurs [8] :

- les onduleurs dits "à moyenne fréquence" où la source et l'onduleur entretiennent les oscillations du circuit résonnant, série ou parallèle, que constitue la charge alternative.
- Les onduleurs de tension où, à partir d'une source de tension continue, on impose en permanence la tension alternative aux bornes du récepteur alternatif.
- les onduleurs ou commutateurs de courant qui, à partir d'une source de courant continu, imposent en permanence la forme d'onde du courant alternatif fourni au récepteur.

On ne trouve des inductances de lissage, c'est-à-dire des inductances parcourues par un courant présentant une composante continue, que du côté continu

soit pour lisser un courant continu

soit dans un filtre.

Les figures 1.7 et 1.8 schématisent deux types d'équipements destinés à alimenter à fréquence variable un moteur à courant alternatif à partir du réseau industriel.

- le premier (fig. 1.7) utilise un onduleur de tension. Un filtre est interposé entre le redresseur et l'onduleur.
- le second (fig. 1.8) utilise un commutateur de courant. Une forte inductance doit être interposer entre le redresseur et l'onduleur.

Dans les deux cas on a représenté la forme d'onde théorique de la grandeur imposée à la sortie.

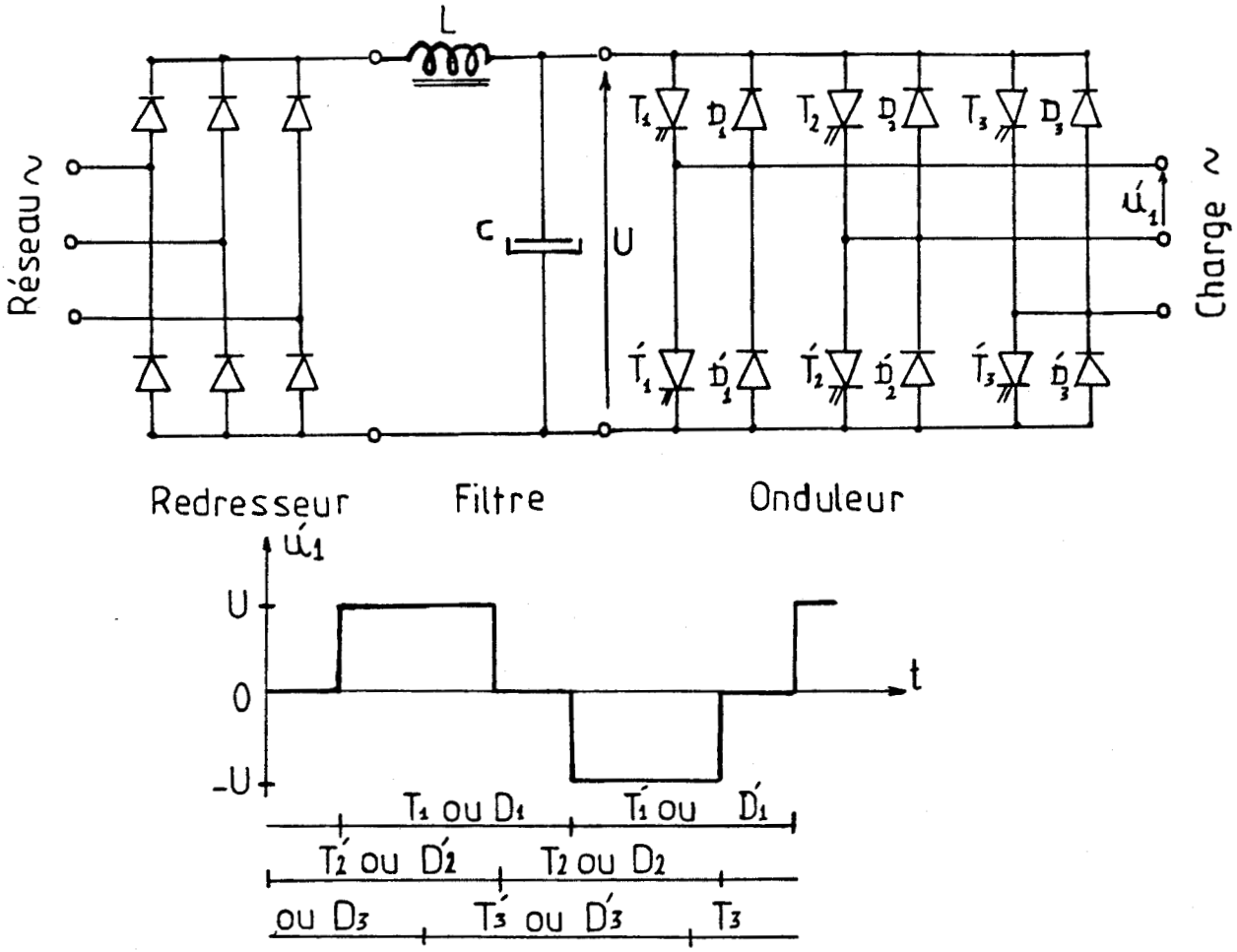


Fig. 1.7

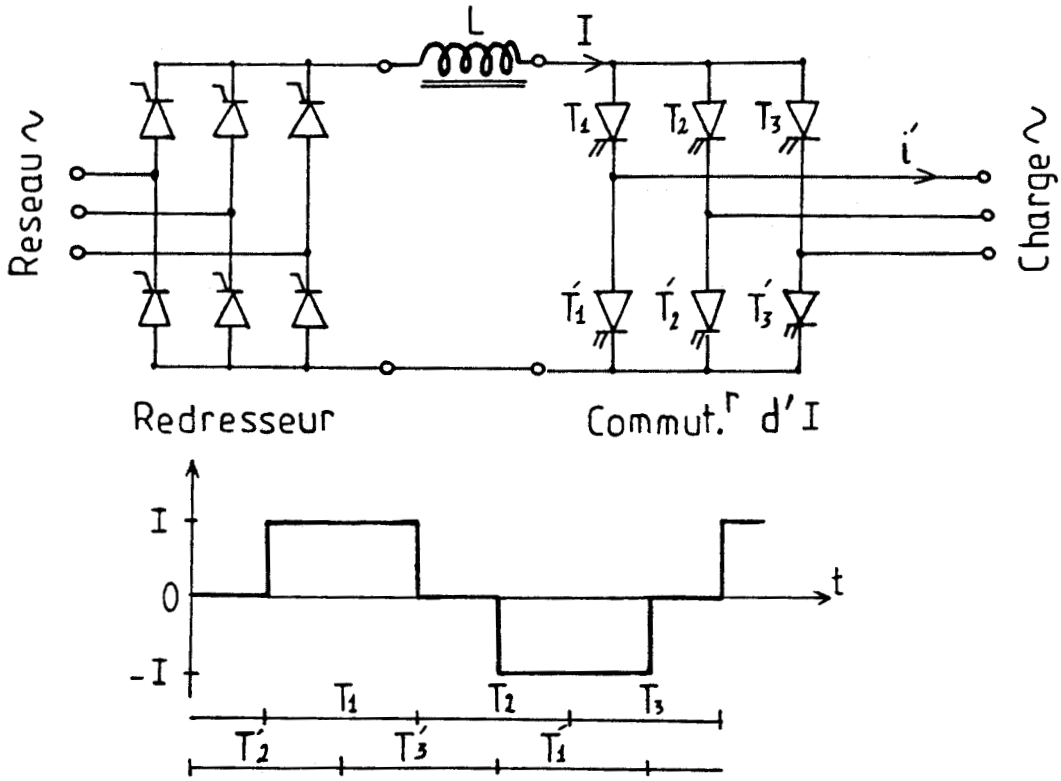


Fig. 1.8

Les problèmes liés à la valeur limitée de l'inductance sont les mêmes que ceux présentés à propos des redresseurs.

Ce bref rappel du rôle assigné aux inductances de lissage dans les divers types de convertisseurs montre l'importance de ce "composant" en électronique de puissance. Dans tous les cas, l'augmentation de la fréquence permet de diminuer la valeur à donner à l'inductance.

II - PRESENTATION DE L'ETUDE

II.1. Construction et caractérisation d'une inductance de lissage

Pour réaliser une inductance de lissage, on utilise d'ordinaire un circuit magnétique de transformateur monophasé dans lequel on pratique un large entrefer (fig. 1.9). Le plus

souvent on prend un circuit magnétique du type cuirassé et on situe l'entrefer dans le noyau central pour réduire les perturbations induites dans les circuits voisins par le flux de fuites.

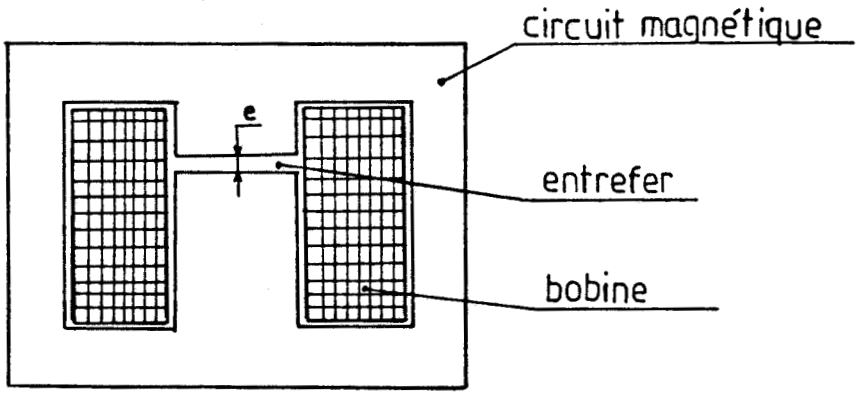


Fig. 1.9

- Si le courant i dans le bobinage est de la forme

$$i = I_o + I_{1m}\sin\omega t + I_{2m}\sin(2\omega t + \psi_2) + I_{3m}\sin(3\omega t + \psi_3) + \ldots$$

en désignant par

I_o, la valeur de la composante continue

I_{1m}, I_{2m},..., l'amplitude des termes alternatifs de pulsation $\omega, 2\omega, \ldots$ que l'inductance a pour rôle de réduire,

le courant a pour valeur efficace

$$I = \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{2}(I_{1m}^2 + I_{2m}^2 + \ldots)}$$

Si l'inductance de lissage remplit effectivement son rôle, l'amplitude des termes alternatifs sera très faible devant la composante continue et on aura

$$I \simeq I_o$$

C'est la composante continue que impose la <u>section</u> à donner aux conducteurs et caractérise l'inductance au point de vue courant.

Une fois la section des conducteurs choisie, on détermine le <u>nombre de tours</u> n de la bobine de façon à utiliser au mieux les fenêtres du circuit magnétique.

- Dans les développements en série des courants à lisser qu'on rencontre en électronique de puissance, le terme alternatif qui présente la plus grande amplitude est pratiquement toujours le premier, celui de pulsation ω la plus faible. Quand on aura lissé le courant les termes alternatifs de rang plus élevé auront une amplitude relative encore plus réduite.

  L'inductance qui caractérise la bobine est donc celle relative aux courants de faible amplitude ayant la pulsation du premier terme alternatif a réduire.

- Une inductance de lissage est normalement spécifiée par

  . Un courant I_o : le courant continu que le bobinage peut supporter sans échauffement anormal.

  . Une fréquence f : la fréquence des courants à lisser, c'est-à-dire celle du premier terme de leur développement en série.

  . Une inductance L : l'inductance relative aux courants sinusoïdaux, de faible amplitude par rapport à I_o ayant la fréquence f.

II.2 Remarques sur les tensions et sur la puissance apparente

II.2.1 Les tensions d'isolement

- L'isolement par rapport au circuit magnétique de l'ensemble du bobinage dépend de la façon dont la bobine est insérée dans l'ensemble du convertisseur. Le plus souvent la bobine est reliée au "plus" de la source continue alors que la masse et le circuit magnétique sont reliés au "moins". Il faut donc isoler pour la valeur crête de la tension continue.

- L'isolement au sein de la bobine elle-même (isolement des conducteurs, isolement entre couches) dépend de la tension maximale $(L\ di/dt)_{max}$ aux bornes de la bobine. On la détermine d'ordinaire en supposant que l'inductance remplit parfaitement son rôle, c'est-à-dire absorbe la

totalité des variations de la tension qui tendent à faire onduler le courant à lisser.

- Dans le cas d'une inductance placée à la sortie d'un redresseur, par exemple, ce sont les résultats de l'étude de la tension redressée qui donneront les deux tensions.

  . Pour un <u>pont redresseur monophasé à thyristors</u> :
  Si U_m est l'amplitude de la tension alternative à redresseur,

  . le maximum de la tension redressée u'_d est égal à U_m et donne la tension d'isolement à la masse.

  . c'est pour α égal à 90°, que la tension redressée est la plus ondulée. Dans ce cas

  $$u'_{d\ max} = U_m \ ; \ u'_{d\ min} = - U_m \ ;$$

  la valeur crête à crête de la tension aux bornes de la bobine peut atteindre 2 U_m

  . <u>Pour un pont redresseur triphasé à thyristors</u>:

  Si U_m est l'amplitude des tensions composées à l'entrée du redresseur,

  . le maximum de la tension redressée u'_d est encore égal à U_m .

  . mais, si c'est toujours pour α égal à 90° que la tension redressée est la plus ondulée, ses valeurs extrêmes sont alors

  $$u'_{d\ max} = \frac{1}{2}\ U_m \ ; \ u'_{d\ min} = - \frac{1}{2}\ U_m$$

  la tension crête à crête aux bornes de la bobine est au maximum U_m.

II.2.2. <u>La puissance apparente</u>

En électronique de puissance, on aime donner une idée de la "taille" d'un composant en indiquant une puissance apparente. Celle-ci n'a pas forcément de signification physique en elle-même : pour un semi-conducteur ce sera par exemple le produit du courant tolérable à l'état passant par la tension blocable à courant nul.

Ici, vu ce qui a été dit au paragraphe II 2.1, il semble que la meilleure définition de la puissance apparente de dimensionnement soit

$$S = L\ \omega\ I_o^2$$

A circuit magnétique à utilisation des fenêtres et à densité de courant donnés, si le courant continu I_o est multiplié par K, le nombre de spires est divisé par K. L'inductance pour le terme de pulsation ω est,si tous les autres facteurs dont elle dépend sont inchangés, proportionnelle au carré du nombre de spires : le produit $L\ I_o^2$ n'est pas modifié.

La pulsation ω est celle du premier terme alternatif à atténuer. Plus elle est grande, plus la puissance apparente de la bobine est importante. On retrouve un phénomène bien connu pour les transformateurs qui milite pour l'accroissement des fréquences de fonctionnement des convertisseurs.

II.3. Les deux facteurs étudiés

Pour un circuit magnétique de dimensions données on a vu que le courant I_o imposait la section des conducteurs et par là, le nombre de spires. Il reste deux facteurs à considérer :

- l'épaisseur optimale de l'entrefer
- les propriétés du matériau formant le circuit magnétique.

II.3.1. L'épaisseur d'entrefer

. Le choix de l'épaisseur d'entrefer résulte d'un compromis. Pour le montrer supposons que la perméabilité du fer ne dépende que de l'excitation magnétique (la réalité est beaucoup moins simple comme nous aurons longuement l'occasion de le montrer). Avec cette hypothèse, la courbe donnant le flux total φ à travers la bobine en fonction du courant i dans celle-ci est donnée, à entrefer donné, par une courbe unique.

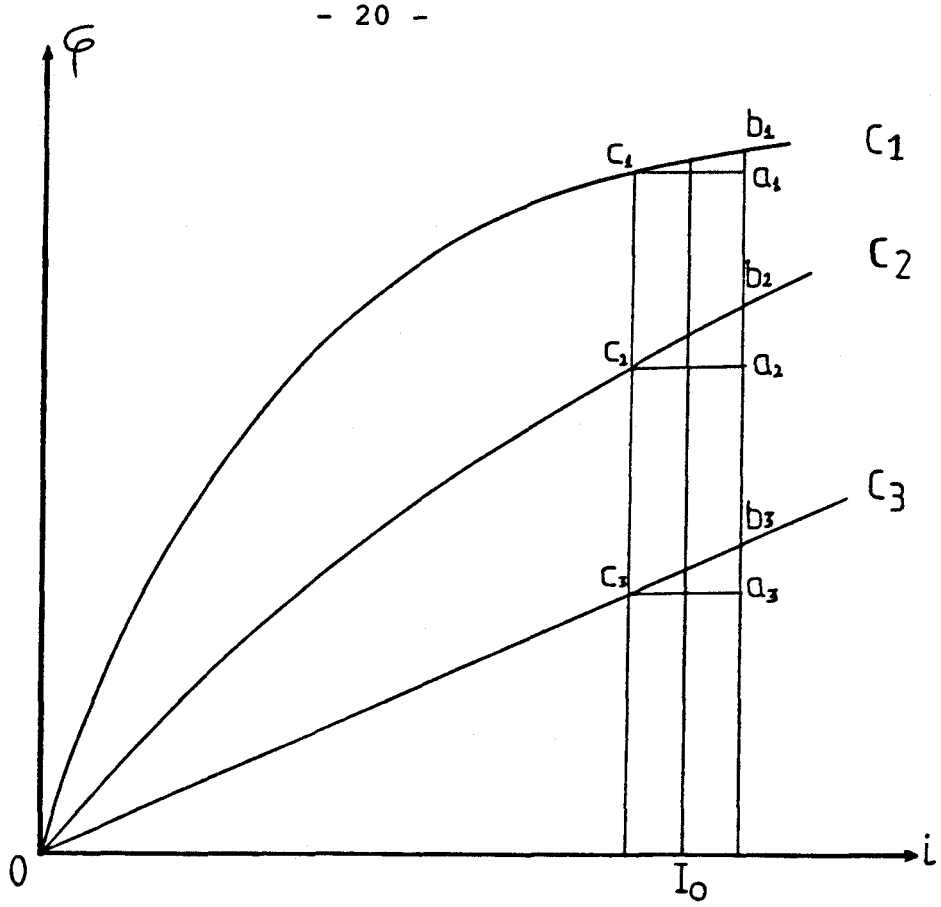


Fig. 1.10

- Si l'entrefer était d'épaisseur nulle, la courbe $\varphi(i)$ se déduirait par un double changement d'échelle de la caractéristique B(H) du matériau formant le circuit magnétique et aurait l'allure C_1 (fig. 1.10). Le courant moyen I_o impose le point moyen de fonctionnement. La pente a_1b_1/c_1a_1 pour de petites variations de part et d'autre de ce point donne l'inductance correspondant à ces variations, autrement dit l'inductance de lissage. A cause de la saturation, elle est très faible.
- L'addition d'un entrefer entraîne une augmentation proportionnelle à φ de la force magnétomotrice, donc du courant i, nécessaire pour créer un flux donné. On passe par exemple à la caractéristique C_2. On voit que l'inductance de lissage donnée par le quotient a_2b_2/c_2a_2, a augmenté.
- Mais si l'on augmente trop fort l'entrefer (caractéristique C_3) l'inductance devient égale à a_3b_3/c_3a_3, elle a diminué.

. Si la caractéristique B(H) du matériau utilisé était unique et si le point de fonctionnement se déplaçait sur cette courbe, le calcul de l'entrefer optimal serait facile. Pour un point de fonctionnement le flux à travers la bobine et la f. m. m. de celle-ci sont donnés par

$$\varphi = n\,B\,S \quad ; \quad ni = H\ell + \frac{B}{\mu_o} e$$

avec S, section du noyau

B, induction dans le noyau et dans l'entrefer

ℓ, longueur de la ligne moyenne de champ dans le fer

e, épaisseur d'entrefer

Pour de petites variations autour de ce point,

$$\varphi + d\varphi = n\,(B + dB)\,S$$

$$n\,(i+di) = (H + dH)\cdot\ell + \frac{e}{\mu_o}(B + dB)$$

Les variations sont donc liées par

$$d\varphi = ns\,dB$$

$$ndi = \ell\cdot dH + \frac{e}{\mu_o} dB$$

D'où la valeur de l'inductance de lissage

$$\boxed{L = \frac{d\varphi}{di} = n^2 S \frac{1}{\ell\cdot\frac{dH}{dB} + \frac{e}{\mu_o}}} \qquad (1.5)$$

L'entrefer optimal serait celui qui rendrait minimale la somme

$$e + \mu_o\,\ell\,\frac{dH}{dB}$$

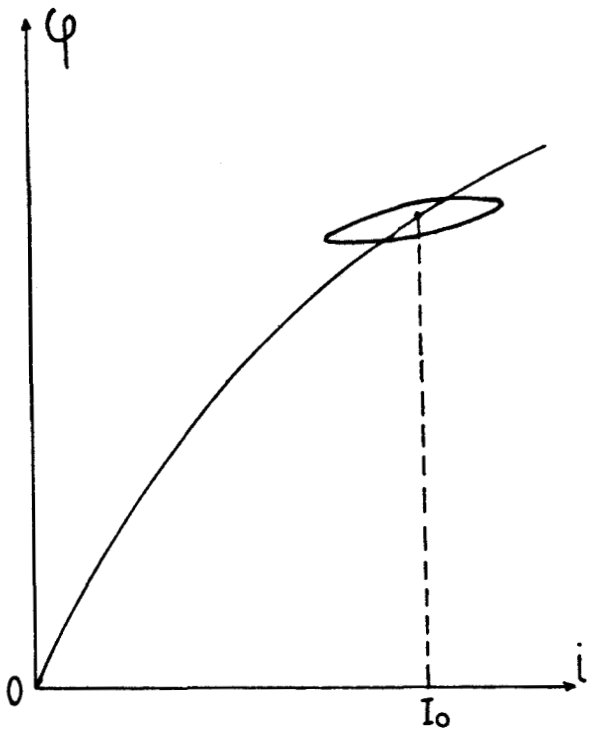
Par le calcul ou graphiquement on déterminerait le point moyen de fonctionnement donné par l'intersection de la droite

$$B = \frac{\mu_o}{e}\,(nI_o - H\ell)$$

et de la courbe B(H) du matériau formant le circuit magnétique On lirait la pente dB/dH autour de ce point. La relation (1.5) donnerait l'inductance de lissage.

II.3.2. La perméabilité différentielle

En procédant ainsi on arriverait à un résultat totalement erroné pour la raison suivante : dans le système d'axes H, B (ou i, φ) quand le champ subit de petites variations autour d'un point moyen de fonctionnement le point ne se déplace pas sur la courbes B(H) correspondant aux points moyens ; il décrit un cycle dont la pente moyenne est nette-



BU LILLE

Fig. 1.11

C'est la pente moyenne du petit cycle B(H) effectivement décrit, appelée perméabilité différentielle, qui donne la valeur de l'inductance de lissage.

La relation (1.5) est bonne à condition d'utiliser la bonne valeur de dB / dH, c'est-à-dire la perméabilité différentielle.

II.4 Origine et plan de l'étude

Les résultats décevants obtenus avec des inductances de lissage un peu trop hativement calculées ont amené les responsables du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance à se poser un certain nombre de problèmes et à nous confier une étude destinée à apporter des éléments de réponse aux questions posées.

II.4.1 Les questions posées

- On utilise pour faire le circuit magnétique des inductances de lissage les mêmes tôles que pour celui d'un transformateur. Or les conditions de travail sont totalement différentes : au lieu de décrire de grands cycles correspondant à une induction alternative de grande amplitude, on décrit de petits cycles autour d'un point moyen de fonctionnement.

  Un matériau excellent pour un transformateur est-il bien adapté à la réalisation des inductances de lissage ? Des tôles médiocres ou mauvaises ne donneraient-elles pas des résultats aussi bons ou meilleurs ?

- Puisque l'étude préalable a montré le rôle déterminant de la perméabilité différentielle, il faut étudier les variations de celle-ci en fonction

  du matériau utilisé,

  du point moyen de fonctionnement,

  de la fréquence des variations autour de celui-ci,

  Cette perméabilité est-elle fortement tributaire du passé magnétique du matériau utilisé ? Est-il possible de donner avec précision la valeur de l'inductance de lissage à courant moyen et à fréquence donnés ?

- Puisque, à matériau constituant le circuit magnétique donné, le seul paramètre sur lequel on puisse jouer est l'épaisseur d'entrefer, la valeur optimale de celle-ci est-elle fortement tributaire de la fréquence des variations du courant ?

Il nous a été demandé de mener cette étude de façon très concrète en multipliant les mesures et en appuyant nos remarques sur celles-ci.

II.4.2 Présentation de la suite du mémoire

Après avoir effectué les relevés des caractéristiques magnétiques usuelles, nous étudierons dans le chapitre 2, la perméabilité différentielle.

Dans le chapitre 3 nous montrerons comment,à partir de la perméabilité différentielle, calculer la valeur de l'inductance de lissage et déterminer l'épaisseur optimale d'entrefer. Nous comparerons les valeurs calculées aux valeurs mesurées.

Le chapitre 4 est consacré à un exemple d'application. Pour un montage redresseur triphasé en pont, nous utiliserons des inductances de lissage dont nous ferons varier l'entrefer. Nous comparerons l'ondulation du courant ondulé que donne le calcul à celle expérimentalement relevée.

Dans toute cette étude nous utiliserons trois types de circuits magnétiques

- le circuit 1 est formé de tôles ordinaires
- le circuit 2 est formé de tôles de haute qualité
- le circuit 3 est formé de pièces massives d'acier magnétique

Pour les deux premiers, il s'agit en réalité de transformateurs dont on utilise les deux enroulements lors de l'étude de la perméabilité différentielle. On a ensuite enlevé les tôles qui étaient assemblées à joints enchevêtrées et on les a remontées de façon à faire apparaître des entrefers.

CHAPITRE 2

LA PERMEABILITE DIFFERENTIELLE

Pour réaliser les circuits magnétiques on utilise des tôles fer-silicium [11]. L'addition du silicium présente deux séries d'avantages :

- augmentation de la perméabilité, diminution du champ coercitif et des pertes par hystérésis
- augmentation de la résistivité et par là réduction des pertes par courants de Foucault.

Il n'est pas question de reprendre ici la théorie générale du magnétisme [12] et de montrer comment du magnétisme microscopique on passe au magnétisme macroscopique qui seul nous intéresse ici.

Il nous a toutefois semblé bon de bien préciser les différentes perméabilités utilisées pour caractériser un matériau magnétique [13] et de situer son relevé par rapport aux cycles usuels.

Après ce rappel, nous procéderons à la reconnaissance magnétique classique des matériaux utilisés avant d'étudier de façon plus détaillée leur perméabilité différentielle.

I - PRELIMINAIRE : LES DIFFERENTES PERMEABILITES

La perméabilité μ qui caractérise la relation entre le champ (en A/m) et l'induction (en T) s'exprime en Henry/mètre. On utilise parfois la perméabilité relative μ_r en comparant la perméabilité du matériau étudié à celle de l'air μ_o

$$\mu = \mu_o \, \mu_r \quad , \text{ avec } \mu_o = 4 \, \pi . 10^{-7} \text{ H/m} .$$

La perméabilité d'un matériau magnétique ne dépend pas seulement des coordonnées du point représentatif de son fonctionnement dans le système d'axes champ - induction, mais aussi de

la trajectoire qui a amené à ce point. Il est donc nécessaire de définir plusieurs types de perméabilité.

I.1. Perméabilités en continu

La première courbe que l'on reléve lors de l'étude d'un matériau ferromagnétique est sa courbe de première aimantation (fig. 2.1). Après l'avoir complétement désaimanté afin de partir du point à H et B nuls, on lui applique un champ continu lentement croissant et pour chaque valeur de H on relève B. (En réalité, on relève souvent cette courbe avec le perméamètre d'Iliovici qui donne le lieu des extrémités des cycles d'hystérésis d'amplitudes croissantes).

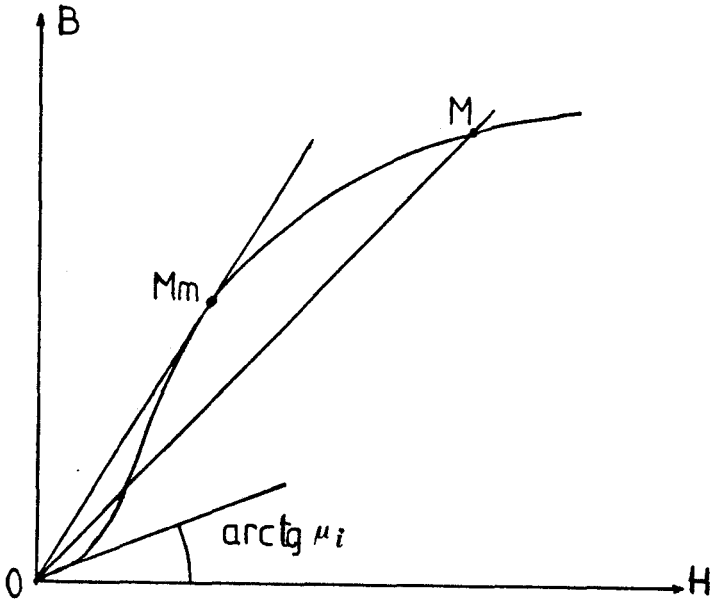


Fig. 2.1

Pour un point M quelconque, on appelle perméabilité statique ou perméabilité normale le quotient de B par H.

La pente de B(H) à l'origine est appelée perméabilité initiale μ_i .

Quand H croît, μ augmente à partir de μ_i, passe par un maximum (point Mm) puis diminue au fur et à mesure que le matériau se sature.

Pour montrer qu'à une même valeur de H peuvent correspondre diverses valeurs de B, on relève d'ordinaire ensuite un ou plusieurs cycles d'hystérésis.

Après avoir décrit un grand nombre de cycles en faisant varier le champ entre - H_m et + H_m jusqu'à ce que le point de fonctionnement décrive un cycle fermé, on relève point par point celui-ci (fig. 2.2).

- On peut définir pour chaque point d'un cycle donné sa perméabilité statique (B/H) et une perméabilité que certains qualifient de "différentielle" et qui est la pente de la tangente

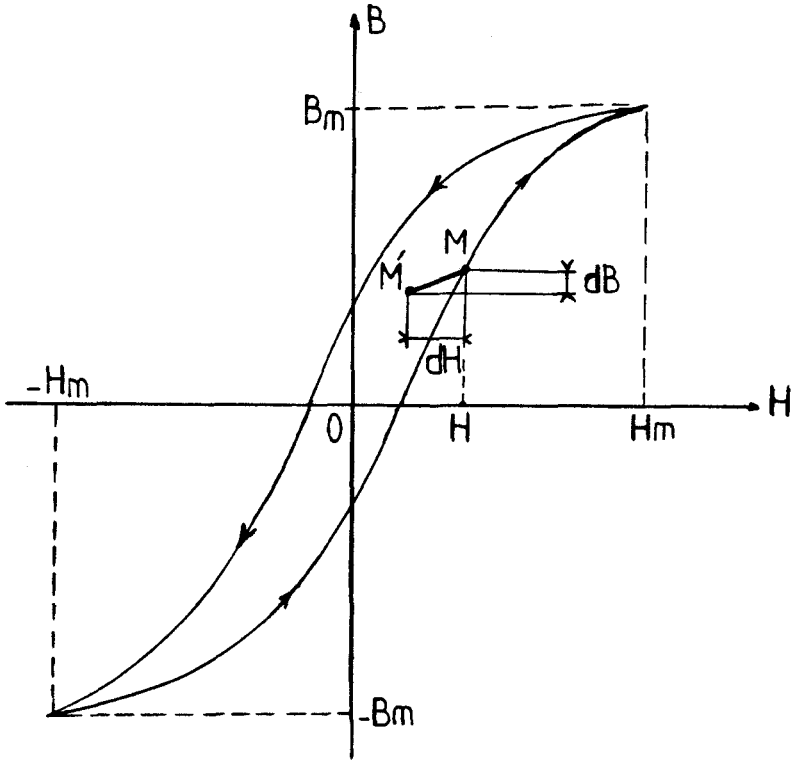


Fig. 2.2.

à la courbe au point considéré. Elle dépend du cycle, de la valeur de H et de la branche sur laquelle se trouve le point (H croissant ou H décroissant).

- A propos des cycles d'hystérésis rappelons deux propriétés :
  . les extrémités des cycles se trouvent sur la courbe de première aimantation.
  . les pertes par hystérésis aux basses fréquences sont proportionnelles à la surface du cycle. Aussi pour les circuits

magnétiques utilisés en alternatif cherche-t-on à utiliser des matériaux à cycle très étroit.

- Si, à partir d'un point M du cycle (fig. 2.2) on donne au champ une petite variation dH en sens inverse du sens normal du sens de variation de H sur la branche décrite, il en résulte une variation dB_l de l'induction. Le rapport dB/dH est appelé <u>perméabilité incrémentale</u> μ_Δ

Cette perméabilité dépend du cycle, de H et de la branche du cycle dont on s'écarte.

La limite de μ_Δ lorsque dH tend vers zéro est parfois appelée "perméabilité réversible".

I.2 Perméabilités en alternatif

Lorsqu'on applique une tension alternative à un bobinage monté sur un circuit magnétique, le point représentatif du matériau décrit dans le système d'axes H-B, un cycle d'hystérésis A valeur donnée de B_m, la surface du cycle varie avec la fréquence (fig. 2.3).

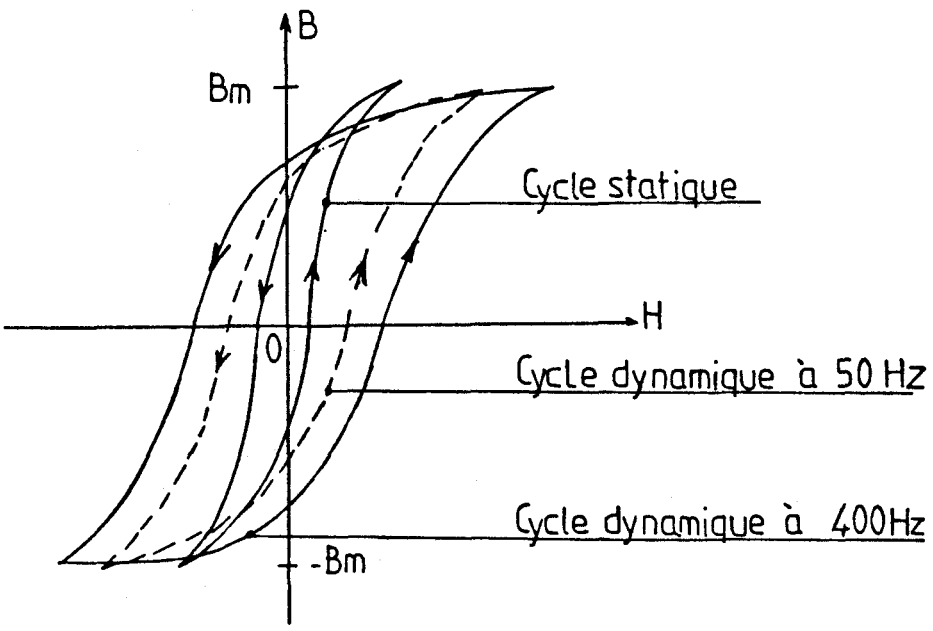


Fig. 2.3

La visualisation des cycles dynamiques est un exercice classique en travaux pratiques [14]. Sur un circuit magnétique de section S constante (fig. 2.4), dont la longueur de la ligne de champ moyenne est ℓ, on monte un bobinage de n tours reliée à la source de tension sinusoïdale u de pulsation ω. Un shunt non inductif de faible résistance r donne à ses bornes une tension image du champ ; on l'applique aux plaques de déviation horizontale d'un oscilloscope.

$$ri = r \times \frac{ni}{\ell} \times \frac{\ell}{n} = r \frac{\ell}{n} H$$

Pour avoir l'image de l'induction, il est préférable de ne pas partir de la tension u qui différe un peu de la force électromotrice d'induction $nd\varphi/dt$, comme on va le voir. On monte un second bobinage de n' spires sur le circuit magnétique. Si l'impédance du circuit sur lequel il débite est très grande, la tension à ses bornes est $n'd\varphi/dt$. Pour passer à l'induction on utilise un circuit intégrateur formé, par exemple, d'une résistance R et d'une capacité C.

La tension aux bornes de C est :

$$u_c = \frac{1}{c} \int i'dt$$

Si R est beaucoup plus grand que $1/c\omega$, i' est très peu différent de $n'(d\varphi/dt)/R$.

$$u_c = \frac{1}{C} \int \frac{n'}{R} \frac{d\varphi}{dt} dt = \frac{n'}{CR} \varphi = \frac{n'S}{CR} B$$

On applique la tension u_c sur les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope.

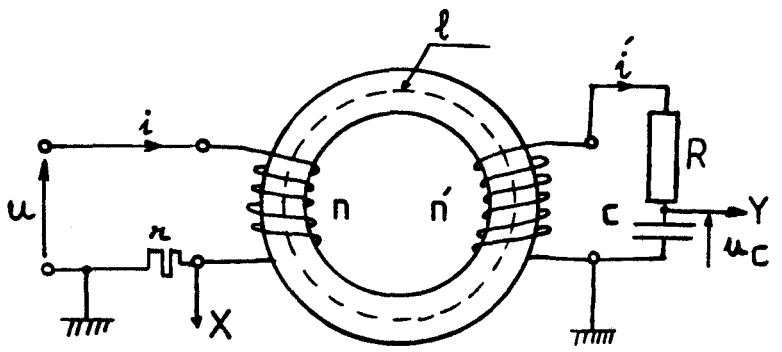


Fig. 2.4

Pour évaluer le courant absorbé par une bobine à nayau de fer alimentée par une tension alternative sinusoïdale, on utilise la notion de courant sinusoïdal équivalent [15]

C'est un courant qui a la même valeur efficace I que le courant réel et dont le déphasage φ en arrière de la tension rend compte de l'ensemble des pertes (pertes joule dans l'enroulement pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans le fer).

On peut décomposer la tension $\bar{U}$ (fig. 2.5) en

. une composante en phase avec $\bar{I}$ qui correspond à la puissance active totale absorbée $UI\cos\varphi$ et est analogue à une chute ohmique.

. une composante $\bar{U}'$en quadrature avec $\bar{I}$ qui donne le terme dû au flux

$$\bar{U}' = jn\omega S\bar{B}$$

On en déduit la valeur efficace de l'induction B ; celle du champ H est donnée par

$$H = n\ I/\ell$$

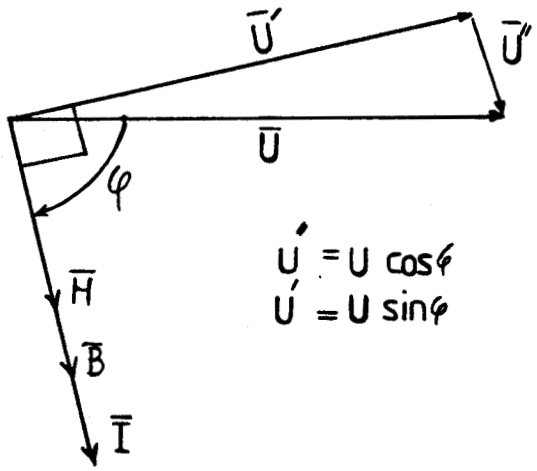


Fig. 2.5

On appelle perméabilité dynamique le quotient de B par H ainsi définis à partir des valeurs efficaces du courant et de la tension

$$\mu_{dyn} = \frac{B}{H} = K\ \frac{U\sin\varphi}{I}$$

On désigne parfois par "perméabilité différentielle" en un point la pente de la tangente au cycle d'hystérésis dynamique en ce point.

La "perméabilité d'amplitude" est le quotient de la valeur de crête de l'induction par la valeur de crête du champ.

I.3 La perméabilité différentielle considérée

Dans les transformateurs de sortie de certains amplificateurs basse fréquence et dans les inductances de lissage, on superpose au champ continu Ho un champ alternatif d'amplitude ΔH. Dans le système d'axes H - B, le point de fonctionnement décrit un petit cycle d'hystérésis (fig. 2.6).

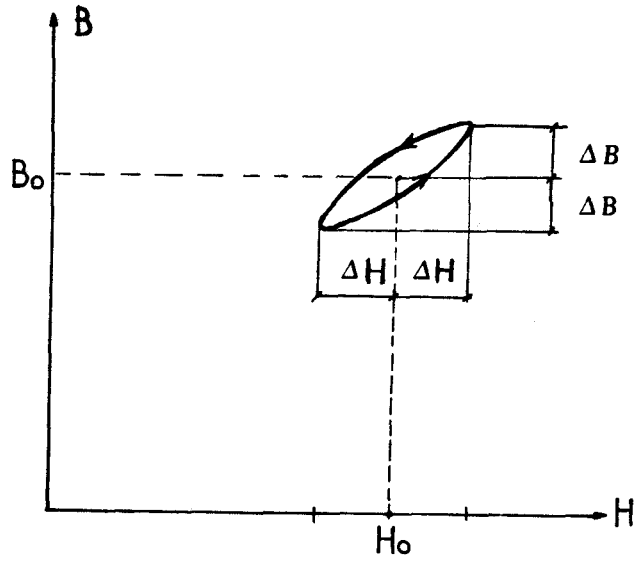


Fig. 2.6

On peut visualiser ce cycle à l'oscilloscope à l'aide du montage représenté sur la figure 2.4.

Pour caractériser la relation liant la composante alternative de l'induction à celle du champ nous utiliserons la perméabilité différentielle.

Nous la définirons comme on a défini la perméabilité purement alternative : c'est le quotient de la composante du fondamental de l'induction alternative en quadrature avec le fondamental du courant par ce fondamental.

On la détermine, comme on détermine la perméabilité dynamique, en mesurant la valeur efficace U de la tension d'excitation de pulsation ω, la valeur efficace I du courant alternatif et leur déphasage φ

$$\mu_d = \frac{B}{H} \quad \text{avec } B = \frac{U \sin\varphi}{ns\omega} \quad ; \; H = \frac{nI}{\ell}$$

Pour un matériau ferromagnétique donné la perméabilité différentielle dépend :

- du point moyen de fonctionnement
- de la façon dont on est arrivé à ce point moyen
- de la fréquence du terme alternatif
- de l'amplitude de ce terme.

Nous éliminerons ce dernier facteur en nous limitant à des variations de faible amplitude.

Ce long rappel sur les diverses perméabilités, dont les définitions varient d'ailleurs sensiblement d'un ouvrage à l'autre, était nécessaire pour bien préciser l'objet de notre étude.

Quand la fréquence des variations tend vers zéro, la perméabilité différentielle tend vers la perméabilité incrémentale définie en continu.

II - RECONNAISSANCE PREALABLE DES MATERIAUX

II.1 Les circuits magnétiques utilisés

II.1.1 Circuit magnétique 1

Nous avons disposé dès le départ de deux petits transformateurs d'isolement identiques. Leur circuit magnétique cuirassé est formé de tôles au silicium de qualité courante pour les petits transformateurs ; ces tôles en E et en I sont assemblées à joints enchevêtrés.

La section des noyaux latéraux et des culasses est égale à la moitié de la section S du noyau bobiné. Celui-ci porte deux bobinages, l'un de n_1 tours, l'autre de n_2 tours ; la section des conducteurs, la même au primaire et au secondaire correspond à un courant nominal de 1,1 A environ (transformateurs monophasés 250 VA, 50 Hz, 220V/220V).

Pour l'un de ces transformateurs,

. la section du noyau central est :

$$S = 26,6.\ 10^{-4}\ m^2$$

. la longueur de la ligne de champ moyenne est :

$$\ell = 20,64.\ 10^{-2}\ m$$

. le poids des tôles est de 5,35 Kg .

La résistance,mesurée en courant continu, de l'enroulement primaire qui nous servira d'enroulement d'excitation alternative est :

$$r_1 = 3,2\ \Omega$$

Grâce à un enroulement auxiliaire de quelques spires, nous avons déterminé le nombre de spires de chacun des enroulements et avons trouvé :

$$n_1 = 382 \text{ spires} \ ;\ n_2 = 336 \text{ spires}$$

C'est le circuit magnétique de l'un ou l'autre de ces transformateurs que nous désignerons, dans la suite de ce mémoire, par circuit magnétique 1.

Pour l'étude de la perméabilité dynamique nous utiliserons ces transformateurs tels quels. Pour la réalisation d'une inductance de lissage, nous enléverons les tôles et regrouperons les tôles en E d'une part, les tôles en I d'autre part et réaliserons l'entrefer en maintenant grâce à des feuilles de carton un intervalle entre les deux paquets de tôles.

III 1.2 Circuit magnétique 2

Pour étudier l'influence de la qualité des tôles, nous avons fait réaliser ensuite deux autres transformateurs

identiques mais avec des tôles au silicium de qualité supérieure.

Les tôles en E et en I ont les mêmes dimensions que celles du circuit magnétique 1, mais l'épaisseur du circuit magnétique est un peu plus faible.

Les caractéristiques de l'un ou l'autre de ces nouveaux transformateurs utilisant le circuit magnétique 2 sont les suivantes :

. section du noyau central :

$S = 19.\ 10^{-4}\ m^2$

. longueur de la ligne de champ moyenne :

$\ell = 20{,}64.\ 10^{-2}\ m$

. poids des tôles : 3,85 Kg

Les mesures sur les enroulements ont donné :

$r_1 = 4{,}22\ \Omega$

$n_1 = 454$ spires,

$n_2 = 482$ spires ;

la section des conducteurs correspond à un courant de 1 A

III 1.3 Circuit magnétique 3

Enfin pour voir les effets de l'écart par rapport à la qualité du circuit magnétique 1, non plus dans le sens de l'amélioration (passage de 1 à 2) mais dans le sens de la dégradation, nous avons fait réaliser un circuit magnétique massif. Celui-ci, en acier magnétique XC 38, est formé de deux pièces l'une en forme de E, l'autre en forme de I.

Pour utiliser ce circuit magnétique 3, nous avons monté autour du noyau central les enroulements de l'un des transformateurs n°2.

Les caractéristiques du circuit magnétique n° 3 sont les suivantes :

. section du noyau central

$S = 19.\ 10^{-4}\ m^2$

. longueur de la ligne moyenne de champ dans le fer

$\ell = 20{,}64\ 10^{-2}\ m$

. poids : 4,1 Kg

Les caractéristiques des enroulements dont on le munit pour l'utiliser sont les mêmes que celles des transformateurs précédents

$r_1 = 4,22\,\Omega$; $n_1 = 454$ spires ; $n_2 = 482$ spires

II.2. Caractéristiques magnétiques en courant continu

Pour chacun des trois circuits magnétiques, nous avons relevé

. la courbe de première aimantation

. quelques cycles d'hystérésis en continu

Le montage utilisé est celui de la figure 2.7

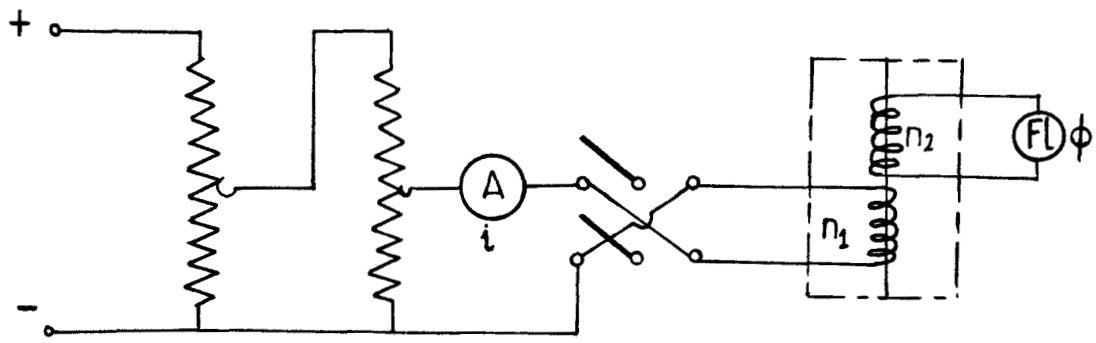


Fig. 2.7.

On déduit le champ de la mesure du courant continu i dans l'enroulement de n_1 tours, l'induction du flux Φ à travers l'enroulement de n_2 tours.

$$H = \frac{n_1 i}{\ell} \qquad B = \frac{\Phi}{n_2 S}$$

Pour relever la courbe de première aimantation, on désaimante soigneusement au préalable le circuit magnétique en le soumettant à des excitations alternatives (grâce à l'inverseur) très lentement décroissantes (grâce aux potentiomètres) jusqu'à zéro. Puis on

fait croître i et pour chaque valeur de i on lit Φ. Le fluxmètre utilisé est le fluxmètre Thomas et Skinner modèle 7385 ; on doit ne commencer les mesures que lorsqu'il s'est stabilisé en température ; d'autre part il faut faire les mesures assez vite pour éviter l'effet de dérive. Une série de mesures n'est considérée comme acceptable que si en court-circuitant le fluxmètre à la fin de la série, il indique zéro comme au départ.

- On a relevé les cycles d'hystérésis pour trois valeurs du maximum du courant continu dans les n_1 spires

$$|i_{max}| = 125 \text{ mA}$$

$$|i_{max}| = 270 \text{ mA}$$

$$|i_{max}| = 500 \text{ mA}$$

Avant chaque relevé, on démagnétise le circuit magnétique puis on amène i à la valeur i_{max} et grâce à l'inverseur on stabilise le cycle.

Les planches 2.1, 2.2 et 2.3 (1) donnent la courbe de première aimantation et trois cycles d'hystérésis relevés sur

le circuit magnétique 1 (Pl. 2.1)
le circuit magnétique 2 (Pl. 2.2)
le circuit magnétique 3 (Pl. 2.3)

Les cycles d'hystérésis de la planche 2.1 sont bien ceux qu'on attend pour des tôles au silicium ordinaires, ils sont relativement épais.

Les cycles de la planche 2.2 sont beaucoup plus étroits, la saturation apparaît pour une induction nettement plus importante.

Les cycles de la planche 2.3 ont bien l'allure de ceux du fer doux ou des aciers à faible teneur au silicium : cycles épais avec forte valeur du champ coercitif.

(1) Pour en faciliter la consultation, les planches de caractéristiques relevées ou calculées sont groupées en fin de chapitre.

La position relative des cycles d'hystérésis pour le matériau 3 est bien celle qu'on indique dans la plupart des ouvrages, on l'a schématisée sur la figure 2.8. a. Les cycles correspondant à diverses valeurs de $|H_{max}|$ se placent à l'intérieur les uns des autres ; seules leurs extrémités sont sur la courbe de première aimantation.

Pour les tôles au silicium (circuits magnétiques 1 et 2) les cycles se situent les uns par rapport aux autres de façon nettement différente, comme on l'a schématisé sur la figure 2.8.b.

- le champ coercitif est pratiquement le même pour tous les cycles.
- dès que le champ croissant dépasse légèrement le champ coercitif, la branche correspondante de B(H) est pratiquement confondue avec la courbe de première aimantation.

Cette existence d'une importante partie commune

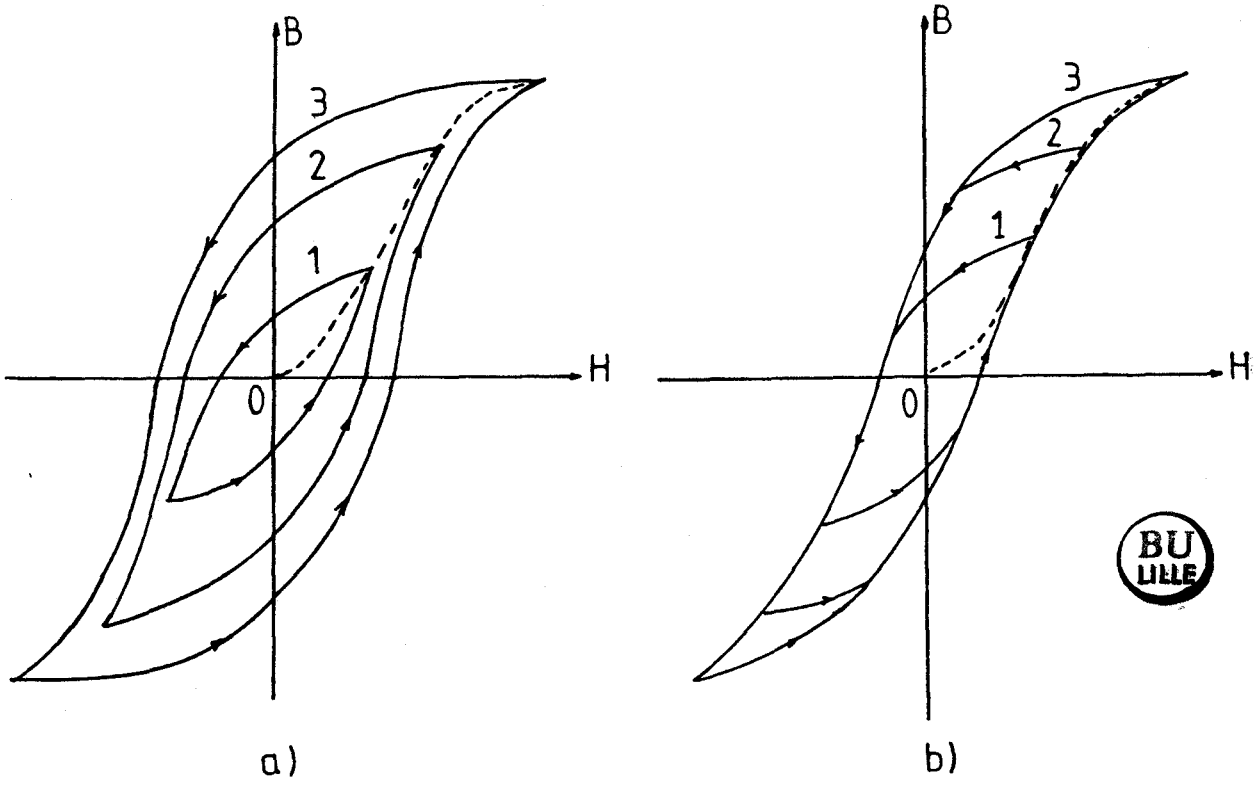


Fig. 2.8

BU LILLE

aux divers cycles explique ce qu'on trouvera lorsqu'on relèvera la perméabilité dynamique le long de plusieurs cycles d'aimantation continue : les courbes seront confondues sur une importante partie de leur tracé.

II. 3. Mesure des pertes dans le fer

Lorsqu'on veut caractériser par un seul chiffre les tôles utilisées pour la construction de circuits magnétiques des transformateurs, on indique leur "qualité" : c'est les pertes en watt par kilogramme pour un induction alternative sinusoïdale d'amplitude B_m égale à 1 Tesla et de fréquence 50 Hz.

Pour mesurer ces pertes on a employé un montage (fig. 2.9) inspiré de l'appareil d'epstein normalement utilisé pour cette mesure. On fait varier la valeur U de la tension appliquée à

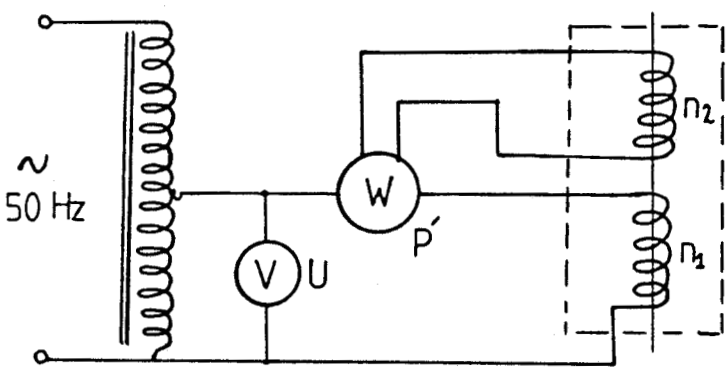


Fig. 2.9

l'enroulement de n_1 tours à l'aide d'un autotransformateur à curseur. De la tension U on déduit l'induction maximale par

$$B_m = \frac{U\sqrt{2}}{n_1 S \omega}$$

Les pertes sont mesurées à l'aide d'un wattmètre à faible facteur de puissance, c'est-à-dire donnant sa pleine déviation non pour $\cos\varphi = 1$ mais pour $\cos\varphi = 0,20$. En alimentant le circuit tension du wattmètre par l'enroulement de n_2 tours on n'a

pas à soustraire les pertes Joule dans la bobine d'excitation.

La planche 2.4 montre les courbes donnant les pertes dans le fer ainsi relevées en fonction de l'induction B_m pour les circuits magnétiques 1 et 2 .

Pour le premier on trouve environ 3,2 W/Kg

Pour le second, environ 0,7 W/Kg .

On vérifie bien que le premier est fait en tôles dites "supérieures", c'est-à-dire les plus médiocres, celles qu'on utilise pour les transformateurs bon marché. Au-dessus des tôles "supérieures" on trouve les tôles "extra-supérieures" ($\simeq$ 1,6W/Kg) et, encore au-dessus, les tôles " super-extra-supérieures" (<1 W/Kg) ; c'est bien ce dernier type de tôles qu'on a utilisé pour faire le second groupe de transformateurs.

Il n'a pas été possible de relever les pertes dans le fer pour le circuit magnétique n° 3. Dès qu'on applique une tension alternative de quelques dizaines de volts, le fer massif s'échauffe d'une façon importante et échauffe dangereusement les bobinages qui l'entourent.

III -ETUDE EXPERIMENTALE DE LA PERMEABILITE DIFFERENTIELLE

III. 1 Principe utilisé

Pour mesurer la perméabilité différentielle des tôles au silicium constituant les circuits magnétiques des deux paires de transformateurs identiques dont nous disposions, nous avons utilisé le groupement schématisé sur la figure 2.10.

- Les deux circuits magnétiques identiques sans entrefer (tôles assemblées à joints enchevêtrés) portent chacun deux enroulements, l'un de n_1 tours l'autre de n_2 tours.

On met les deux enroulements de n_1 tours en série et on les alimente sous une tension alternative sinusoïdale v de valeur efficace V et de pulsation ω . On mesure la valeur efficace I du courant absorbé i et on en déduit l'impédance de chaque enroulement

$$Z = \frac{V}{2\ I}$$

Pour tenir compte de la partie réelle de cette impédance correspondant aux pertes Joule dans l'enroulement, aux pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans le fer, on devrait mesurer la puissance active consommée à l'aide d'un

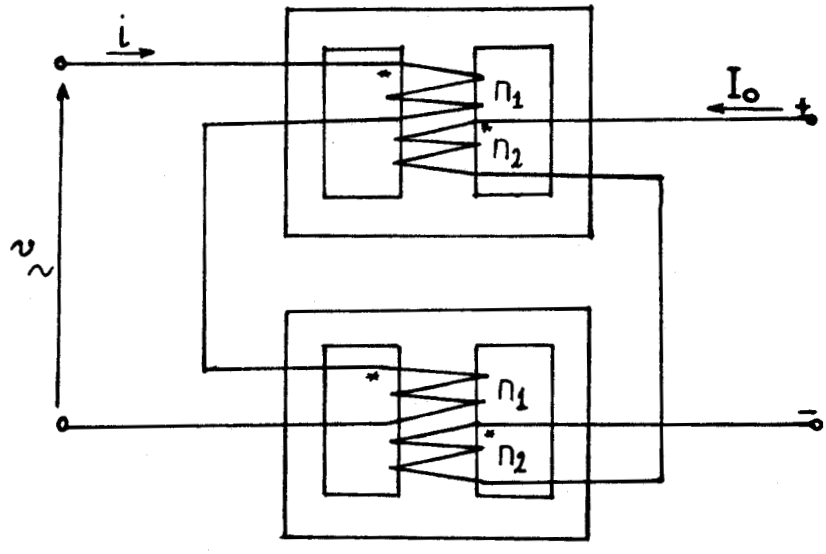


Fig. 2.10

wattmètre. Cette mesure se révélant très imprécise, on a préféré visualiser à l'oscilloscope le petit cycle décrit par le point de fonctionnement (voir fig. 2.6) en appliquant à l'oscilloscope une tension proportionnelle au courant i et une tension proportionnelle à $\int v dt$. Cela permet une mesure approchée du déphasage δ, égal à $\pi/2 - \varphi$, entre $\int v dt$ et i.

On en déduit la valeur de l'inductance

$$L = \frac{1}{\omega} \frac{V}{2I} \cos\delta$$

Puisque l'inductance est d'autre part donnée par

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{n_1 SB}{\frac{\ell}{n_1} H} = \frac{n_1^2 S}{\ell} \frac{B}{H}$$

La perméabilité différentielle sera évaluée par

$$\mu_d = \frac{B}{H} = \frac{\ell}{n_1^2 S} L$$

$$\boxed{\mu_d = \frac{\ell}{n_1^2 S} \frac{V}{2\omega I} \cos\delta} \qquad (2.1)$$

- Pour faire varier le point moyen de fonctionnement, on utilise les deux enroulements de n_2 tours. On les met en série en inversant les connexions comme indiqué sur la figure 2.10. Ainsi la somme des tensions induites par le courant alternatif i passant dans les deux primaires de n_1 tours est nulle. On peut fermer les secondaires sur une source de tension continue sans que cela modifie l'impédance des enroulements primaires. On peut alors faire passer dans les deux bobinages de n_2 tours un courant continu I_o. Celui-ci impose le point moyen de fonctionnement du matériau magnétique par

$$\boxed{H_o = n_2 \frac{I_o}{\ell}} \qquad (2.2)$$

III.2 Relevé effectués. Montage. Mode opératoire

A partir de ce principe nous avons relevé la variation de la perméabilité différentielle en fonction du champ moyen H_o de fonctionnement, pour des signaux alternatifs de faible ampli tude,

. à la fréquence industrielle de 50 Hz
. à la fréquence de 100 Hz qui est la fréquence du premier terme alternatif du courant à lisser dans le cas des redresseurs en pont alimentés en monophasé par le réseau industriel
. à la fréquence de 300 Hz qui est la fréquence du premier terme alternatif du courant redressé fourni par les ponts redresseurs alimentés en triphasé par le réseau industriel.

Le montage utilisé est représenté sur la figure 2.11. La tension alternative v est fournie par un générateur basse fréquence. Sa valeur efficace V est maintenue égale à 5 volts, ce qui correspond à une amplitude des variations de l'induction très faible (de l'ordre de 0,01 T à 50 Hz, de 0,005 T à 100 Hz, de 0,002 T à 300 Hz).

Un shunt non inductif Sh de 0,1 Ω environ fournit une tension image du courant i qu'on applique aux plaques de déviation horizontale d'un oscilloscope. Aux plaques de déviation verticale

on applique, grâce à un circuit intégrateur R C une tension proportionnelle à $\int v dt$. On vérifie que l'ellipse obtenue n'est pas déformée (cela signifie que i est sensiblement sinusoïdal et que la notion de courant sinusoïdal équivalent est légitime)

L'observation de l'ellipse est aussi utilisée pour avoir une valeur approchée de l'angle δ. Cet angle n'excéde pas 30° pour les mesures effectuées sur le circuit magnétique 1 (pour

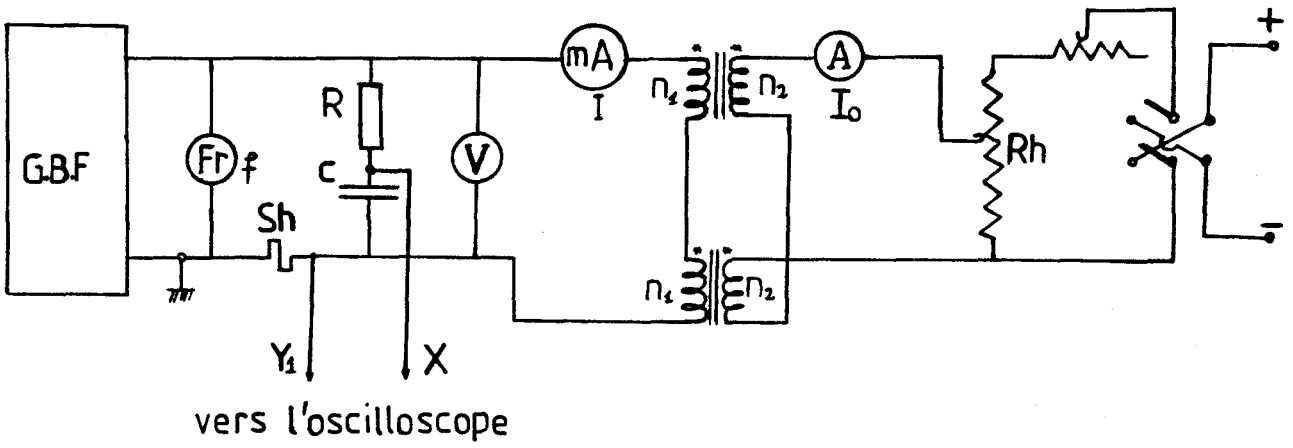


Fig. 2.11

le circuit magnétique 2 il est plus faible), ce qui fait qu'une assez forte erreur sur sa détermination affecte peu la valeur de $\cos\delta$ qui intervient dans le calcul de μ_d.

Si $\delta = 25° \pm 10$ % par exemple, $\cos\delta = 0{,}906 \pm 2$ %

A fréquence f et à champ moyen H_o donnés, la perméabilité différentielle dépend du "passé" magnétique du matériau ayant précédé la mesure.

Les courbes que nous avons relevées correspondent au suivi des cycles d'hystérésis en continu présentés sur les planches 2.1 et 2.2.

Après avoir stabilisé le cycle correspondant à la valeur maximale qu'on se propose de donner à I_o (ou à H_o) et après avoir décrit la partie correspondant à H_o négatif, on relève (fig. 2.12)

la courbe μ_d (H_o).

. en faisant varier H_o de zéro à $H_{o\ max}$ (trajet A B C)

. puis de $H_{o\ max}$ à zéro (trajet C D).

L'état magnétique moyen étant le même en A et en D

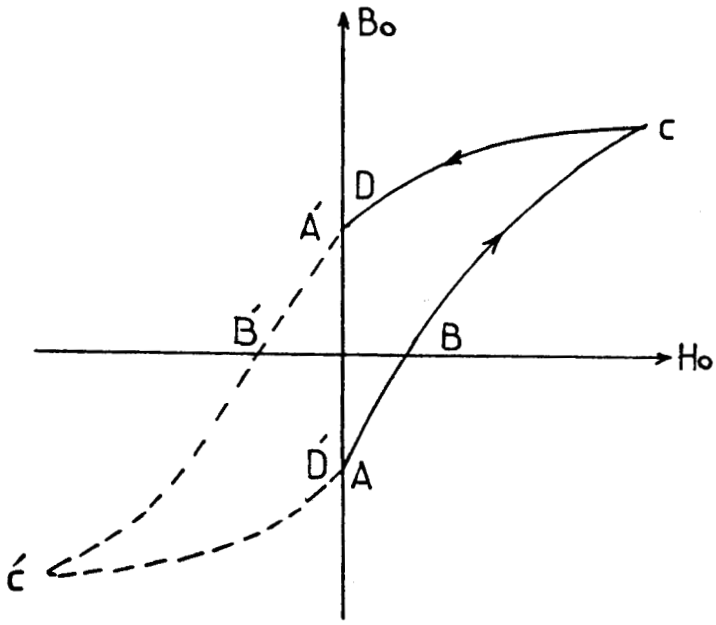


Fig. 2.12

on obtient ainsi des courbes μ_d (H_o) qui se referment sur elles-mêmes.

A noter puisqu'on utilise en fait deux circuits magnétiques que pendant que le point moyen de l'un décrit le trajet A B C D celui de l'autre décrit le trajet A' B' C' D'.

III.3. <u>Remarques sur les résultats obtenus</u>

Pour le circuit magnétique 1, on a relevé μ_d (H_o) pour une valeur maximale du courant continu I_o de 125 mA (courbe en trait continu), de 270 mA (courbe en traits interrompus) et de 500 mA (courbe en traits mixtes).

à 50 Hz (Planche 2.5),

à 100 Hz (Planche 2.6),

à 300 Hz (Planche 2.7).

On a effectué les mêmes relevés pour le circuit magnétique 2,
à 50 Hz (Planche 2.8),
à 100 Hz (Planche 2.9),
à 300 Hz (Planche 2.10).

III. 3.1. Circuit magnétique 1

L'allure des courbes μ_d (H_o) est la même pour les trois valeurs de la fréquence :

- quand H_o croît, μ_d croît d'abord rapidement passe par un maximum, puis diminue. A fréquence donnée, cette partie décroissante est pratiquement indépendante du maximum de H_o.
- quand H_o décroît, μ_d croît pour retrouver à H_o nul la même valeur qu'au départ de la première branche. A fréquence et à H_o donnés, μ_d est pour cette seconde branche d'autant plus faible qu'on revient d'une valeur plus grande de $H_{o\ max}$.

Quand la fréquence croît, la valeur de μ_d pour H_o nul, la valeur maximale de μ_d et la valeur de μ_d pour $H_{o\ max}$ diminuent C'est sensible lorsqu'on passe de 50 Hz à 100 Hz, très net lorsqu'on passe de 100 Hz à 300 Hz. Il faut d'ailleurs noter que c'est pour les fortes valeurs de la perméabilité différentielle, que les variations relatives de celle-ci avec la fréquence sont les plus importantes : les variations de μ_d en fonction de H_o sont beaucoup moins fortes à 300 Hz qu'à 50 Hz.

Remarque

L'allure des courbes des Planches 2.5, 2.6 et 2.7 est tout-à-fait celle qu'on trouverait en prenant la pente de la tangente au cycle d'hystérésis (fig. 2.13).

Cette pente dB/dH croît quand on part de l'induction rémanente négative, passe par un maximum au voisinage de B_o nul, puis diminue. Elle croît à nouveau quand H_o diminue et

pour l'induction rémanente positive on retrouve la même pente qu'au point de départ. La partie confondue des cycles d'hystérésis correspond à la partie confondue des courbes donnant dB/dH et se retrouve dans les caractéristiques $\mu_d(H_o)$.

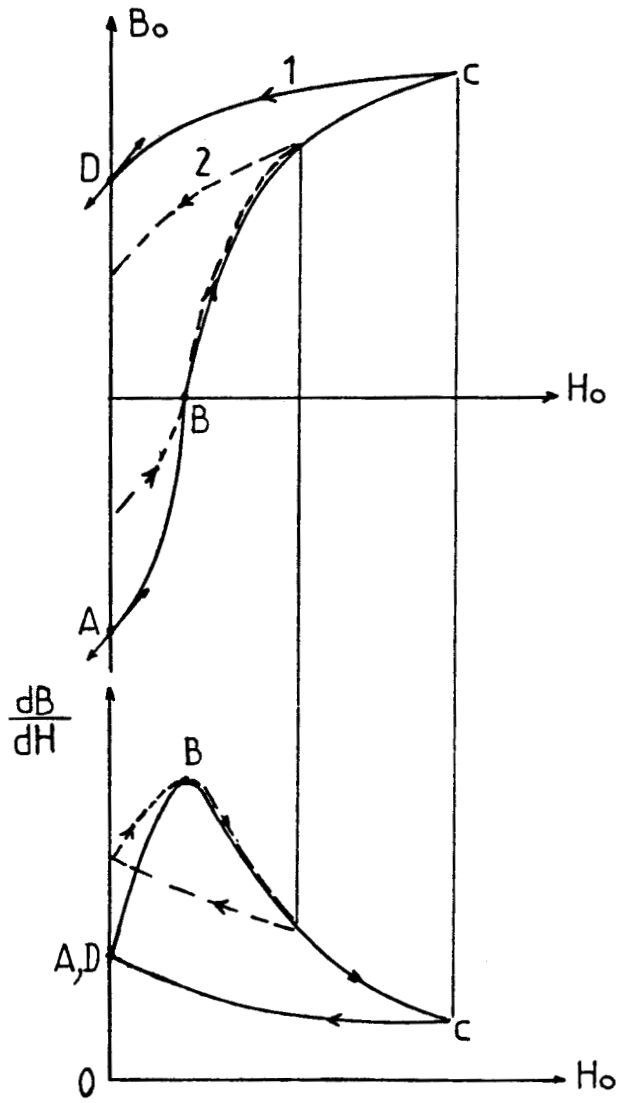


Fig. 2.13

BU LILLE

<u>Mais les valeurs</u> de μ_d mesurées en alternatif sont beaucoup plus faibles que les valeurs de dB/dH lues sur les cycles d'hystérésis relevés en continu.

Pour le circuit magnétique 1 et H_o égal à 500 A/m par exemple :

- sur la partie commune aux cycles d'hystérésis (H croissant), on lit

$$dB/dH \simeq 7.10^{-4} \text{ H/m}$$

- sur la partie commune aux courbes μ_d (H_o) à H croissant on lit

à 50 Hz, $\mu_d \simeq 2.\ 10^{-4}$ H/m

à 100 Hz, $\mu_d \simeq 1,9.\ 10^{-4}$ H/m

à 300 Hz, $\mu_d \simeq 1,3.\ 10^{-4}$ H/m

III.3.2. Circuit magnétique 2

Les remarques faites sur la forme des courbes $\mu_d(H_o)$ obtenues avec le matériau 1 sont applicables au matériau 2, si ce n'est que

. le maximum de μ_d est obtenu pour une valeur très faible de H_o ;

. la décroissance de μ_d après son passage par son maximum est extrêmement rapide surtout pour les faibles valeurs de la fréquence ;

. l'écart entre les courbes correspondant aux trois valeurs de $H_{o\ max}$ est, à fréquence donnée, beaucoup moins important.

. l'écart entre les deux branches d'une même courbe correspond l'une à la croissance de H_o, l'autre à sa décroissance est, sauf dans la zone des faibles valeurs de H_o, beaucoup plus faible ;

Ces différences semblent liées à la beaucoup plus grande étroitesse des cycles d'hystérésis relevés en continu qui correspond

. à un passage par B nul pour un champ très faible,

. à la très forte pente observée sur ces cycles au voisinage du passage de B par zéro,

.à un certain parallélisme des branches à H décroissant correspondant à un divers cycles,

. à un certain parallélisme entre les branches à champ croissant et à champ décroissant d'un même cycle, sauf au voisinage du champ nul.

Les valeurs de μ_d trouvées avec le circuit magnétique 2 sont beaucoup plus fortes que celles trouvées avec le circuit magnétique 1, pour les faibles valeurs de H_o. Mais dès que le champ moyen devient plus important l'écart entre les perméabilités différentielles est nettement moins important.

III. 3.3 Peut-on définir une perméabilité différentielle indépendante du "passé" magnétique ?

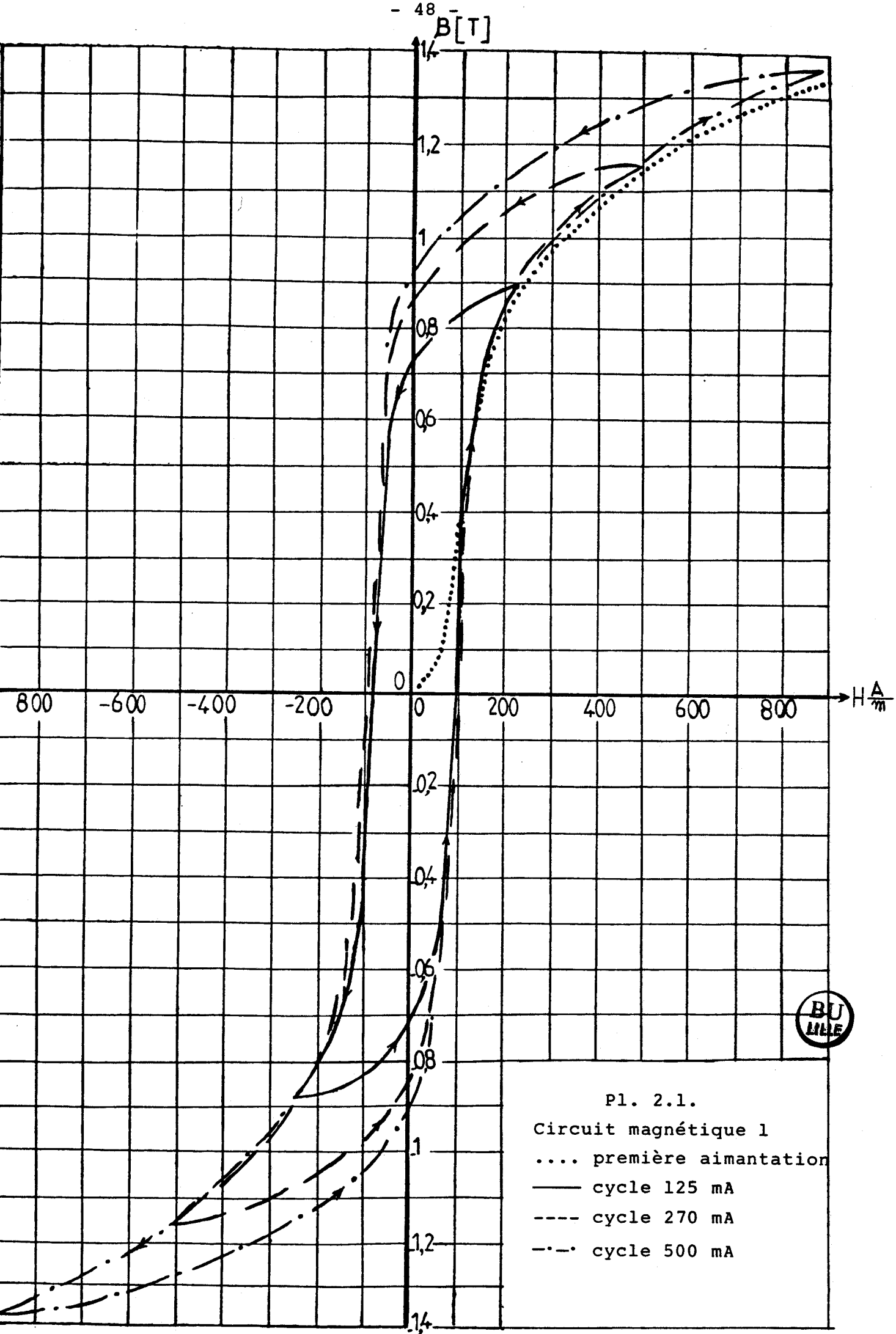
L'examen des courbes des planches 2.5, 2.6 et 2.7 montre que pour un matériau à cycles d'hystérésis épais, μ_d dépend de f, de H_o mais aussi beaucoup du cycle décrit par H_o.

Au contraire pour des tôles à cycle d'hystérésis étroit (planches 2.8, 2.9 et 2.10) il semble que l'étroitesse des cycles μ_d (H_o) autorise à définir une perméabilité dynamique dépendant assez peu, sauf dans la zone à H_o faible, du "passé" qui a conduit à cette valeur de H_o. On peut, pour les signaux alternatifs de faible amplitude indiquer une valeur approchée de la perméabilité différentielle ne dépendant que de la fréquence et du champ moyen.

Sur la planche 2.11 à partir de la moyenne des valeurs de μ_d mesurées à champ croissant et à champ décroissant pour le cycle à 500 mA, on a tracé les courbes donnant approximativement μ_d en fonction de H_o pour diverses valeurs de f.

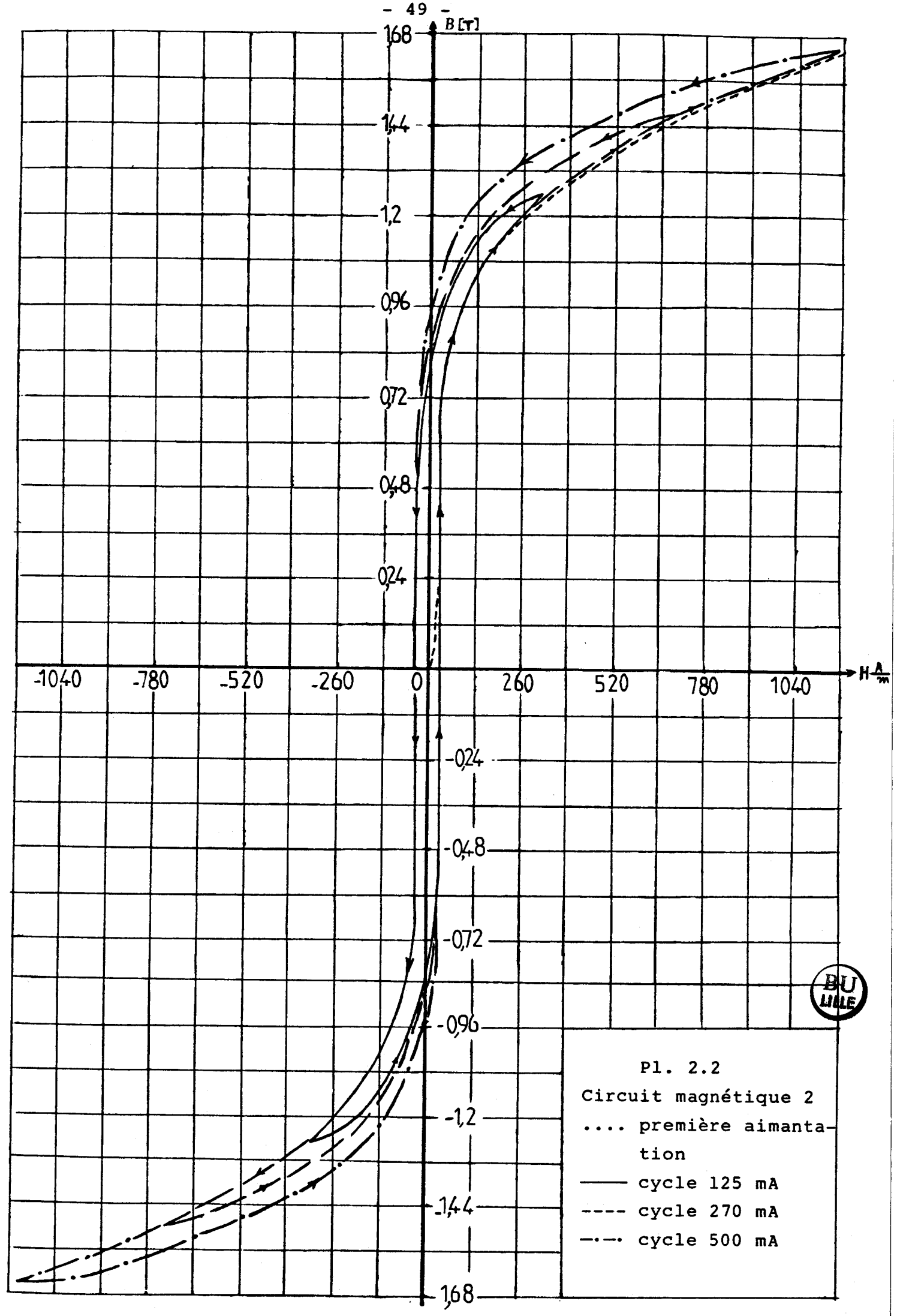
(Nous avons rappelé les variations de la pente dB/dH de la tangente aux points successifs de la courbe de première aimantation. Elle est toujours nettement supérieure à μ_d).

On voit que la valeur approchée de μ_d diminue en fonction de H_o, que pour les faibles valeurs de H_o μ_d diminue nettement en fonction de la fréquence mais que cet effet de la fréquence s'atténue quand H_o croît.



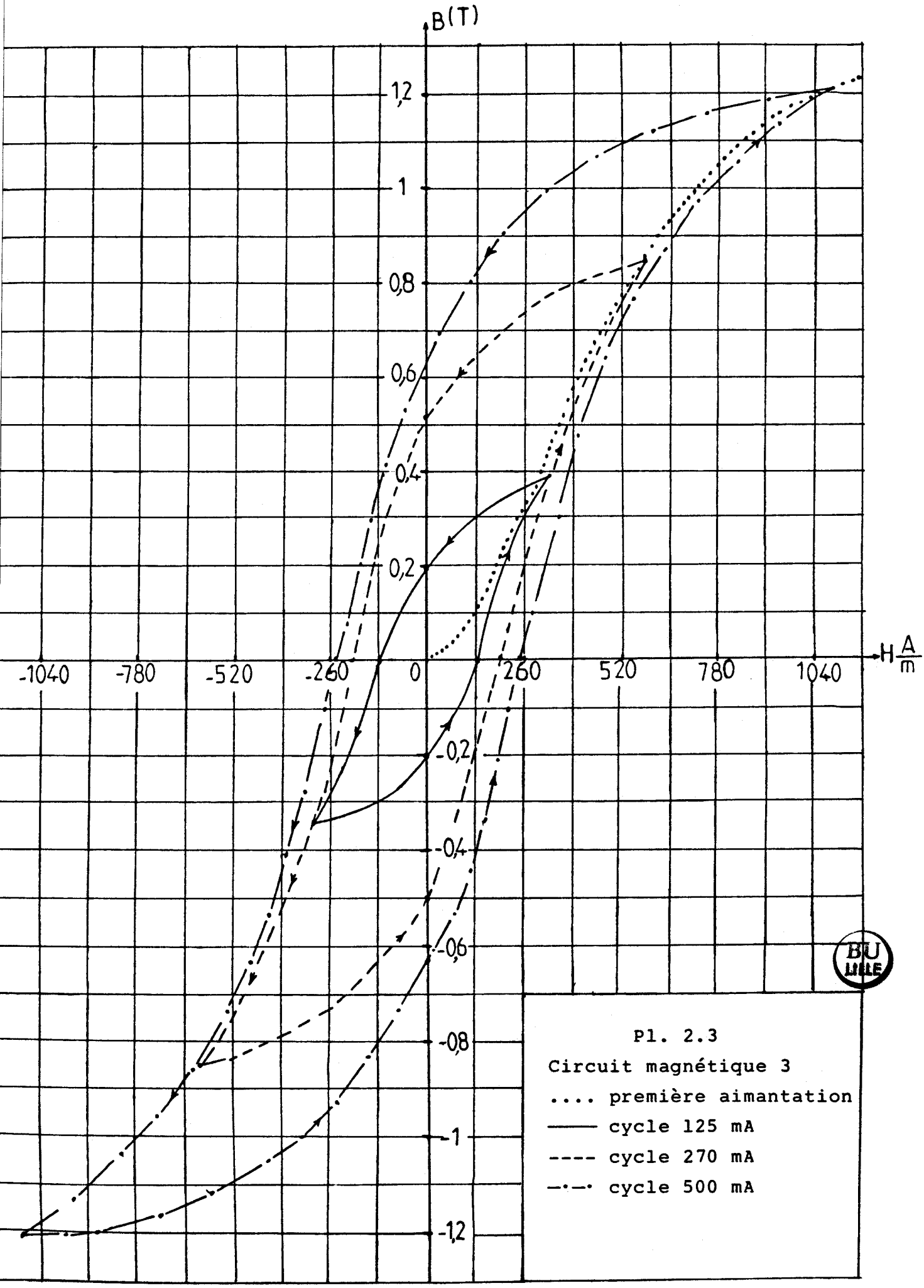
Pl. 2.1.
Circuit magnétique 1
.... première aimantation
—— cycle 125 mA
---- cycle 270 mA
-·-· cycle 500 mA

BU LILLE



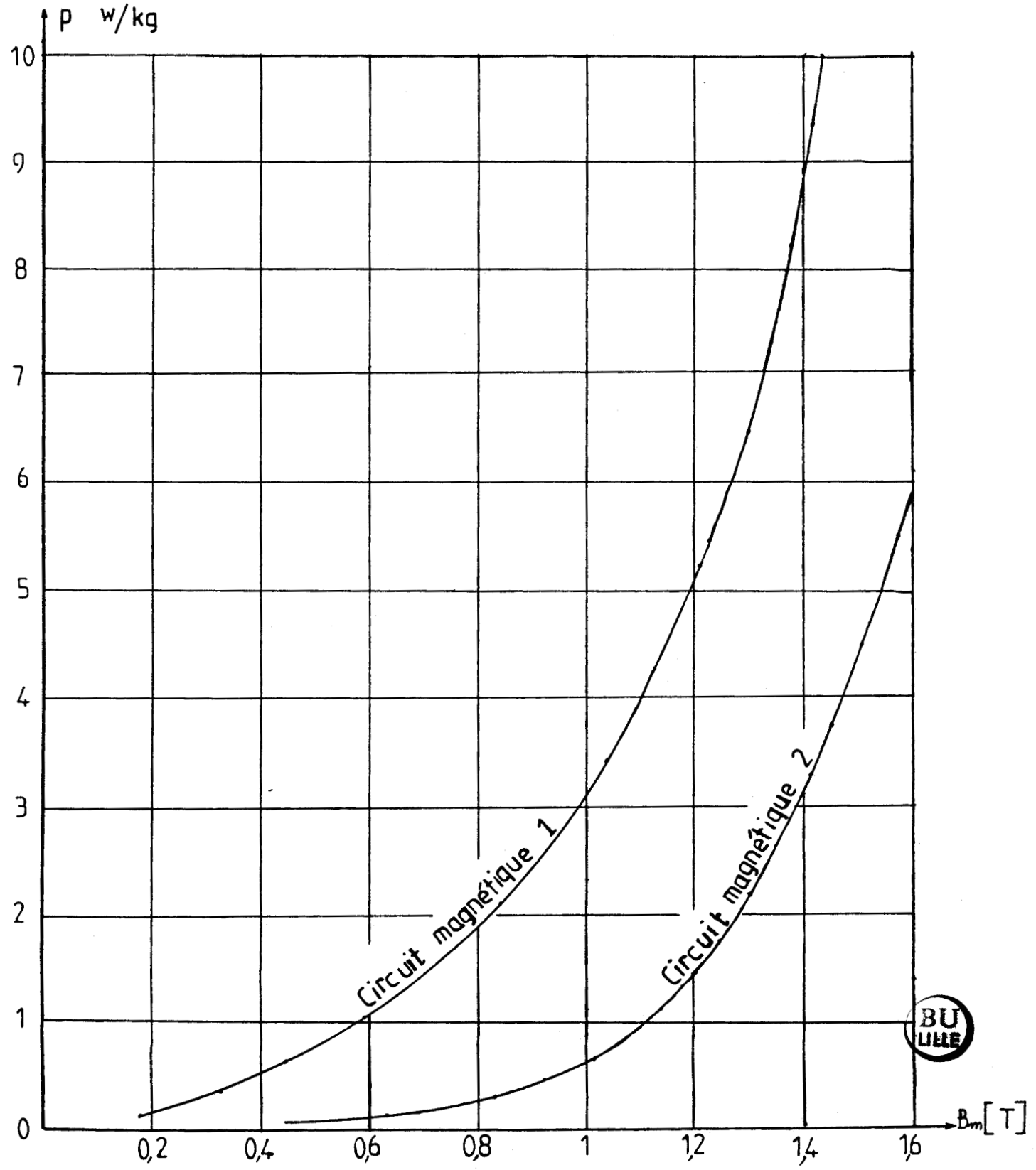
Pl. 2.2
Circuit magnétique 2
.... première aimantation
—— cycle 125 mA
---- cycle 270 mA
—·—· cycle 500 mA

BU LILLE

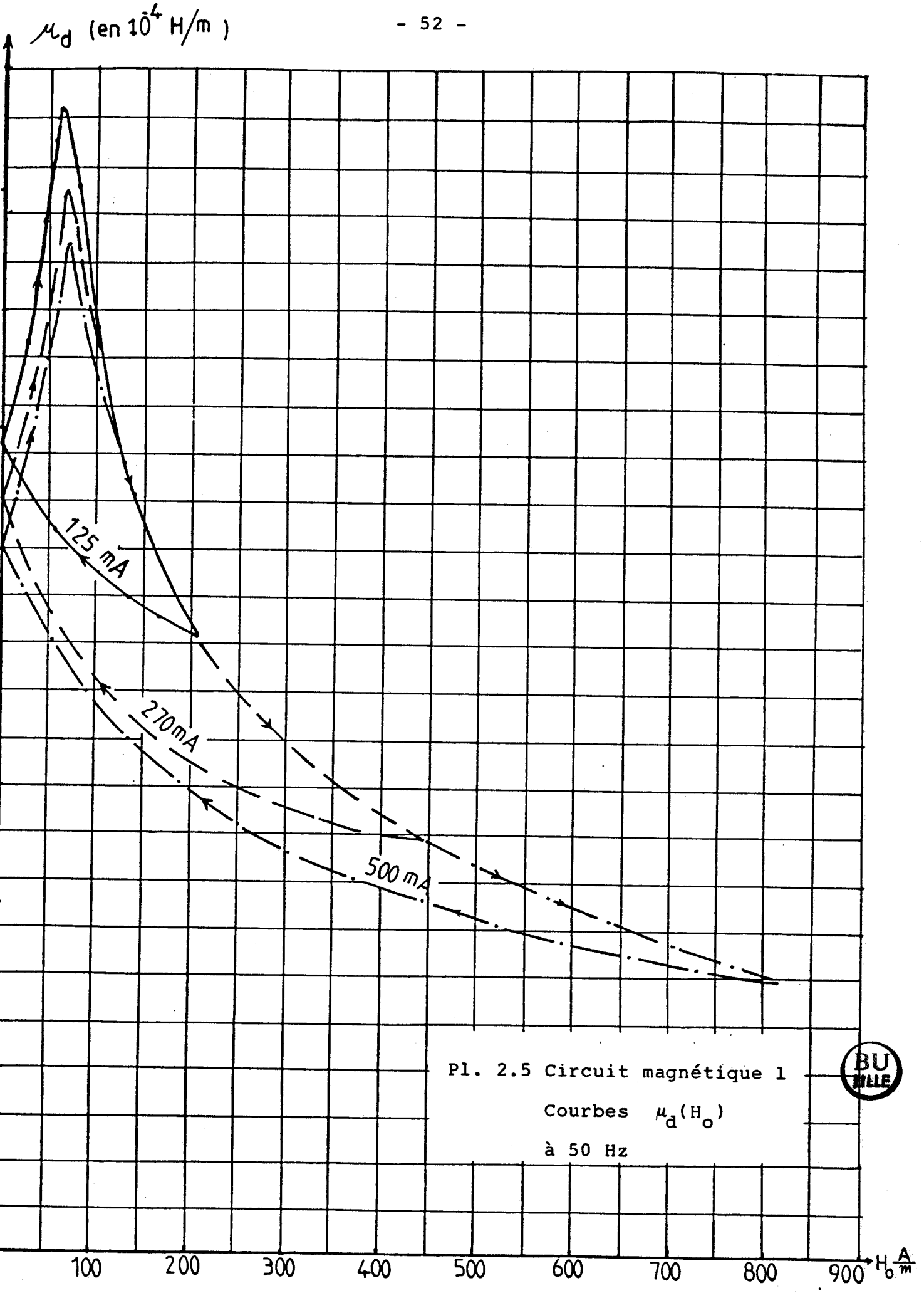


Pl. 2.3
Circuit magnétique 3
.... première aimantation
—— cycle 125 mA
---- cycle 270 mA
—·—· cycle 500 mA

BU LILLE



Pl. 2.4 Pertes dans les tôles des circuits magnétiques 1 et 2, à 50 Hz.

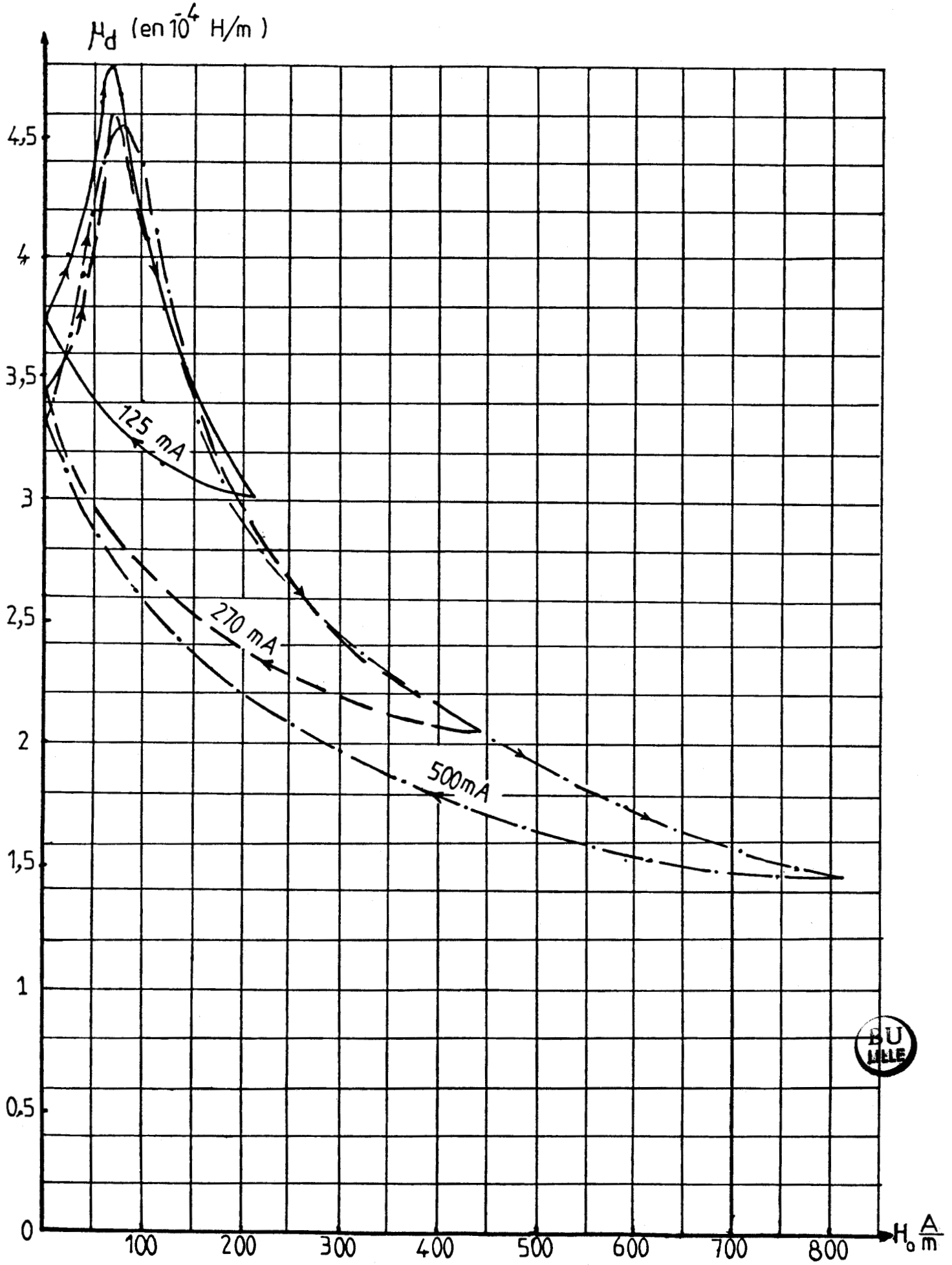


Pl. 2.5 Circuit magnétique 1

Courbes $\mu_d(H_o)$

à 50 Hz

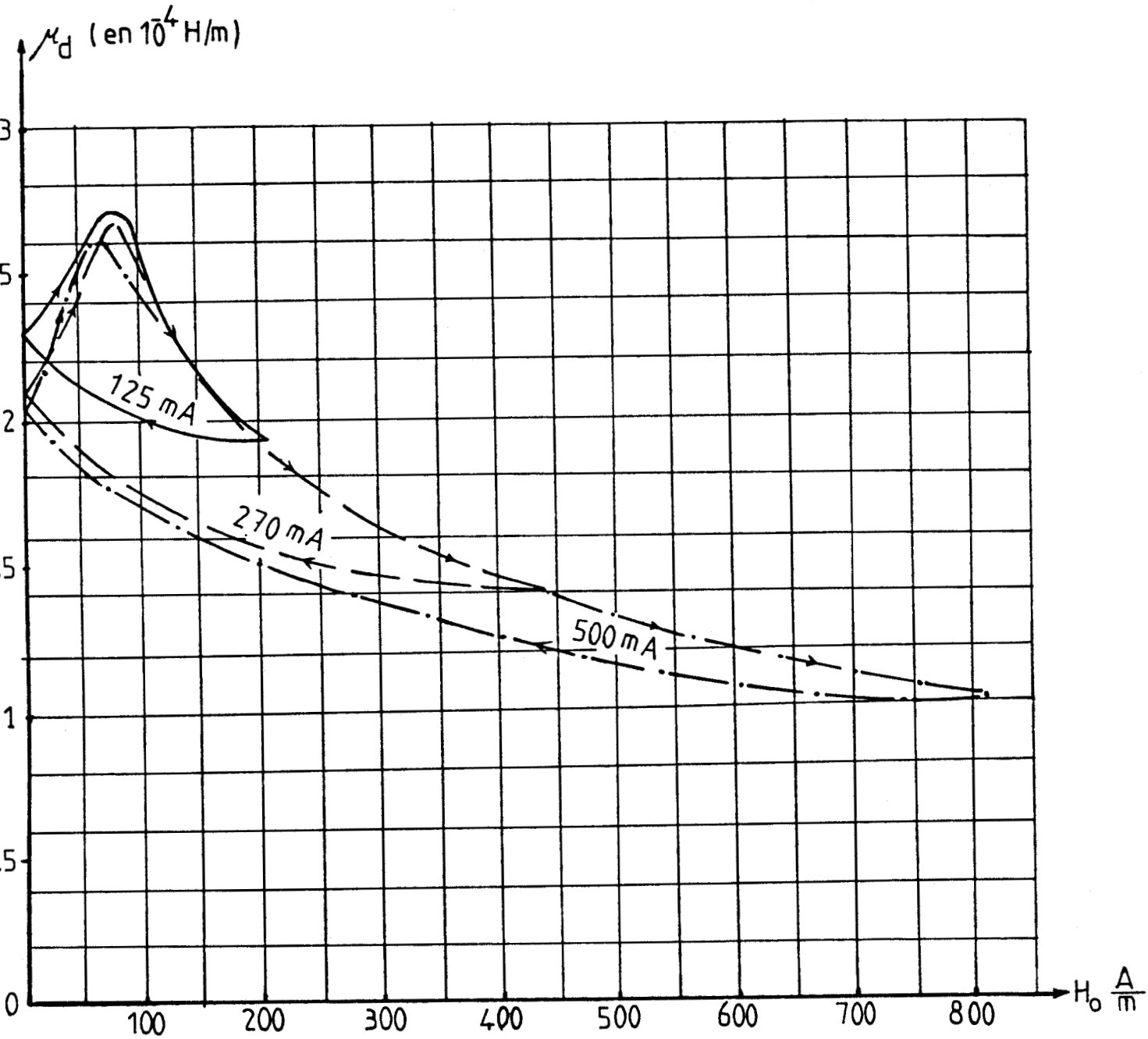
BU LILLE



Pl. 2.6 Circuit magnétique 1

Courbes μ_d (H_o) à 100 Hz

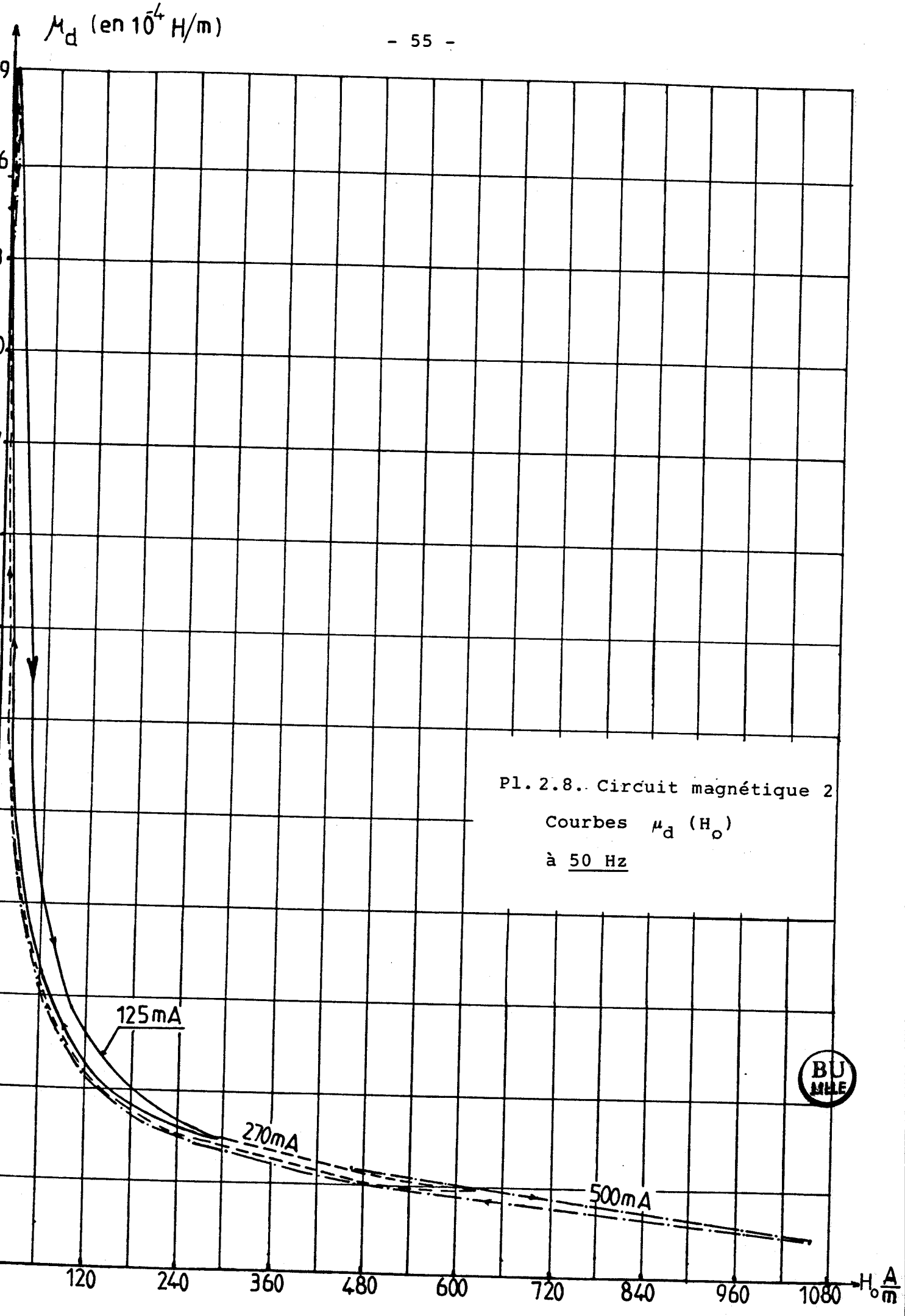
BU LILLE



Pl. 2.7 Circuit magnétique 1

Courbes μ_d (H_o) à 300 Hz

BU LILLE

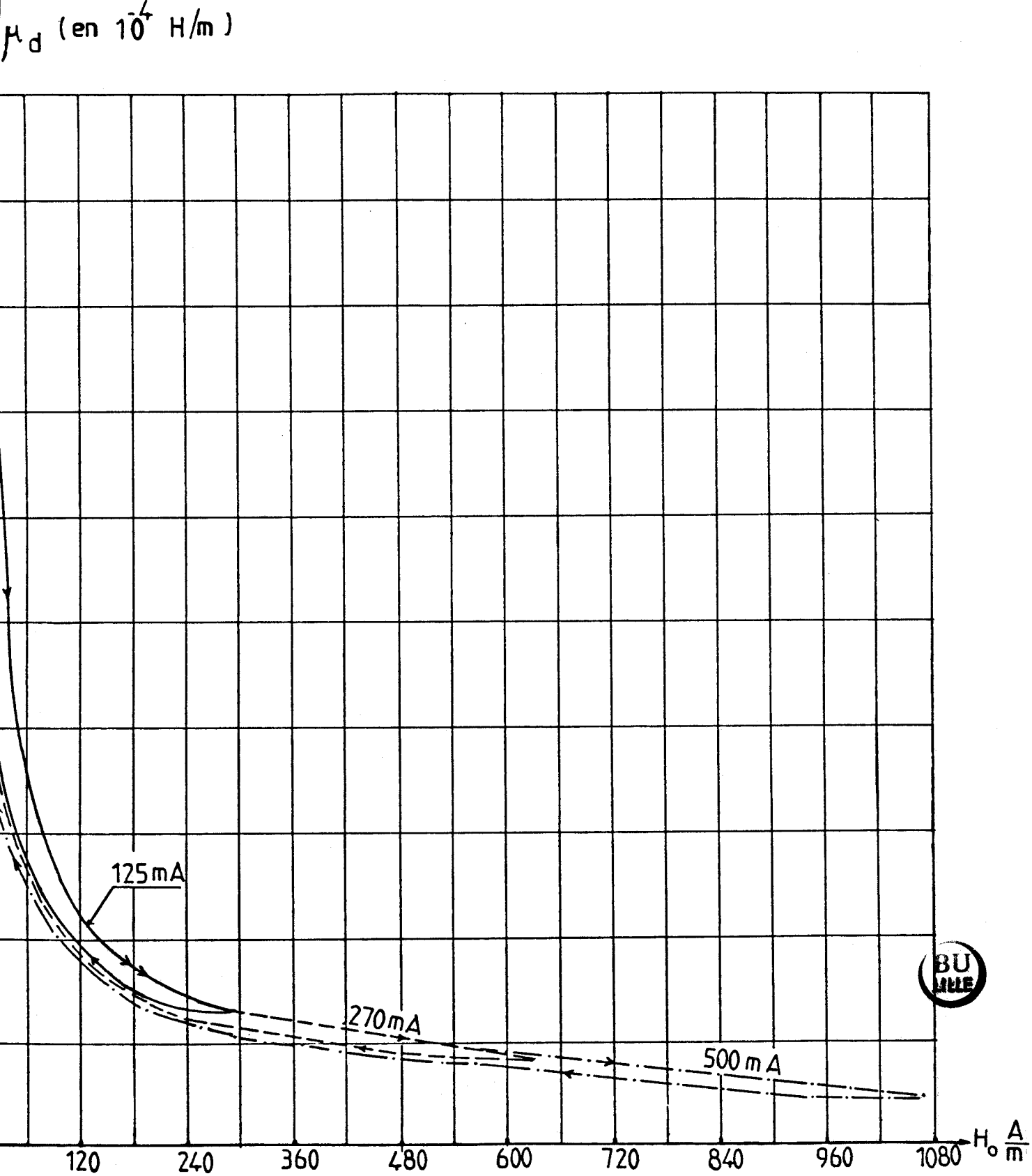


Pl. 2.8. Circuit magnétique 2

Courbes μ_d (H_o)

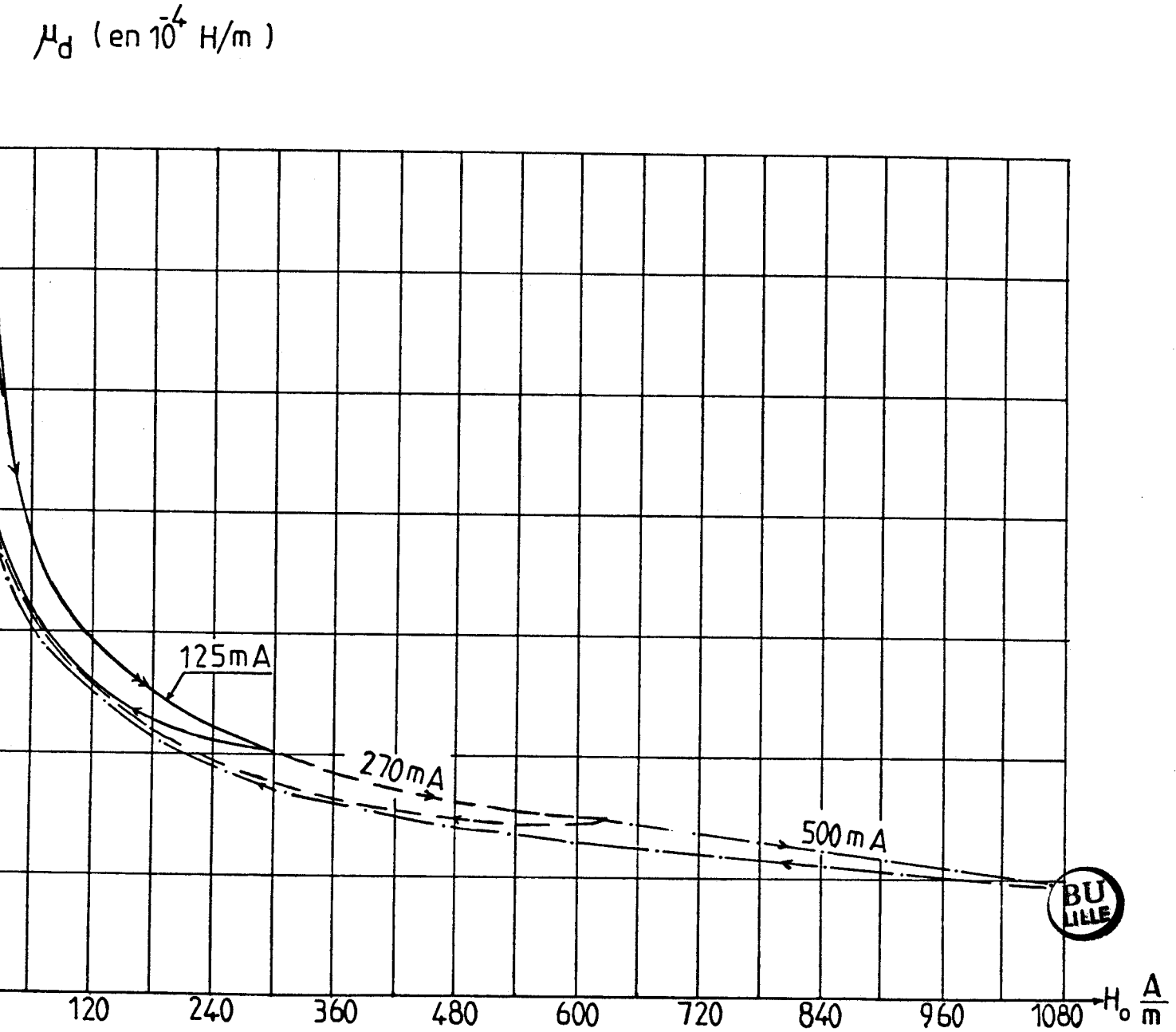
à 50 Hz

BU LILLE



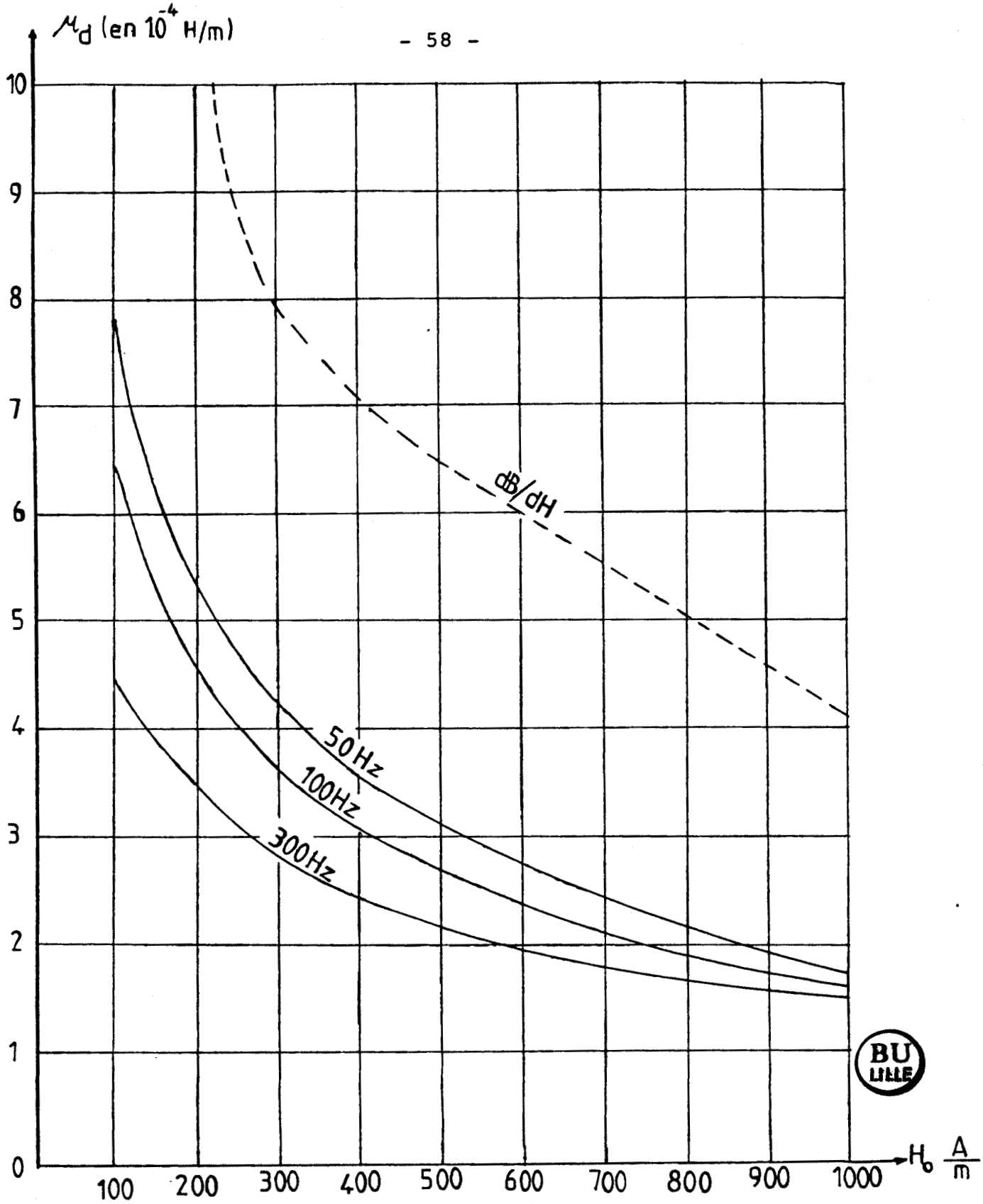
Pl. 2.9. Circuit magnétique 2

Courbes μ_d (H_o) à 100 Hz



Pl. 2.10. Circuit magnétique 2

Courbes $\mu_d(H_o)$ à 300 Hz



BU LILLE

Pl. 2.11. Circuit magnétique 2

Courbes donnant μ_d approché

en fonction de H_o et f .

CHAPITRE 3

VALEUR D'UNE INDUCTANCE DE LISSAGE

Après avoir traité la question de savoir si l'on peut définir la valeur d'une inductance de lissage, nous montrerons comment on peut calculer l'entrefer optimal pour un circuit magnétique et un bobinage donnés. Nous comparerons enfin les valeurs des inductances calculées avec celles expérimentalement relevées.

I - PEUT-ON DEFINIR LA VALEUR D'UNE INDUCTANCE DE LISSAGE ?

I.1. Les difficultés d'une telle définition

L'expression de la valeur de l'inductance de lissage autour d'un point moyen de fonctionnement a été établie dès le chapitre 1. En remplaçant dB/dH par μ_d dans la relation (1.5), elle s'écrit :

$$\boxed{L = n^2 S \frac{1}{\frac{\ell}{\mu_d} + \frac{e}{\mu_o}}} \qquad (3.1.)$$

L'étude de la perméabilité différentielle effectuée au chapitre précédent a montré que μ_d dépend

- du matériau constituant le circuit magnétique,
- du champ moyen H_o créé par la composante continue du courant,
- de la fréquence f du courant alternatif que l'inductance a pour rôle de réduire,
- et aussi du "passé" magnétique du circuit.

Le moins qu'on puisse dire en observant les courbes des planches 2.5 à 2.10 est que μ_d est loin d'être une constante !

On peut se demander si, en pratique, les effets des fonctionnements antérieurs sont aussi forts que dans les essais effectués pour mettre en évidence les variations de μ_d où l'on a suivi le contour de cycles d'hystérésis. La réponse est (hélas !) positive :

- Le circuit magnétique de l'inductance de lissage comporte un entrefer. Si le matériau est à faible champ coercitif, il tend à se désaimanter à chaque interruption prolongée du courant dans la bobine. A la remise en service, le point moyen se déplacera sur la courbe de première aimantation qui, nous l'avons vu, se confond, très vite avec la branche inférieure des cycles d'hystérésis (trajet a b sur la figure 3.1).

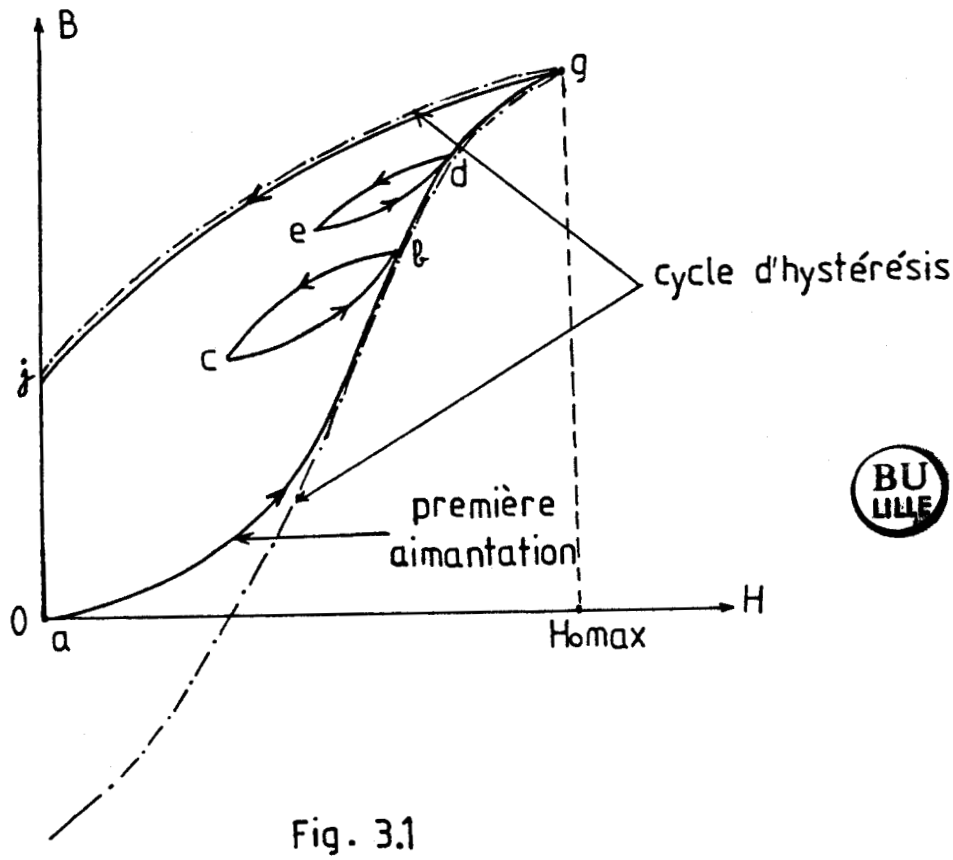


Fig. 3.1

BU LILLE

Ensuite, suivant les variations du courant moyen on décrira des portions de cycles (b c, puis c d, puis d e...) et l'induction moyenne la plus forte correspond au point g de la courbe de première aimantation atteint par la plus forte valeur du champ $H_{o\ max}$.

Si, à partir de ce point, on annule le courant dans la bobine, on décrira la branche supérieure du cycle d'hystérésis (trajet g j).

On voit qu'en pratique on peut trouver toutes les valeurs de μ_d situées entre les deux branches des courbes μ_d (H_o) tracées au chapitre précédent.

Le calcul d'une inductance de lissage suppose que soient définies les conditions d'utilisation de celle-ci. L'indication puis la vérification expérimentale de la valeur de cette inductance suppose que soit défini un "protocole" d'essais :

fréquence f ,
courant moyen I_o ,
façon dont on établit le courant moyen .

Les résultats sont d'autant plus tributaires de cette dernière indication que le matériau est à cycle d'hystérésis en continu plus épais, comme l'a montré l'étude de la perméabilité différentielle.

I.2. Faut-il chercher à donner une valeur constante à une inductance de lissage ?

Pour éviter le calcul et les précisions de caractérisation d'une inductance de lissage, on peut être tenté de donner à l'épaisseur d'entrefer une valeur telle que l'inductance L soit indépendante de μ_d et de ses variations.

Cela revient à faire $e/\mu_o \gg \ell/\mu_d$ dans l'expression de L qui devient

$$L \simeq n^2 \, s \, \frac{\mu_o}{e}$$

Cette solution de facilité conduit à une mauvaise utilisation du circuit magnétique et du bobinage. A coût de matière active et à poids donnés, il vaut mieux avoir une inductance définie plus difficilement et avec moins de précision qu'une inductance donnée par deux seules grandeurs (inductance, courant continu maximum) mais beaucoup plus faible.

II - EXEMPLE SIMPLE DE CALCUL DE L'ENTREFER OPTIMAL

Pour montrer la nécessité de prendre en compte la perméabilité différentielle à la fréquence de la composante alternative du courant, nous avons, sur les circuits magnétiques que nous avons étudié précédemment, calculé les variations de l'inductance L

- en fonction de l'épaisseur e de l'entrefer,
- pour la valeur nominale du courant I_o dans l'enroulement,
- lors de la première mise en service de la bobine.

C'est-à-dire qu'on positionnera le point moyen de fonctionnement (B_o, H_o) à l'aide de la courbe de première aimantation. D'autre part on lira μ_d pour H_o ainsi calculé, sur la branche commune aux divers cycles $\mu_d(H_o)$ relevés au chapitre précédent ; on a vu, en effet, que cette partie commune (branche BC sur la figure 2.13) correspond, dès que H_o est suffisant, au déplacement du point moyen sur la courbe de première aimantation.

II.1. Circuit magnétique 1

On suppose que le bobinage est celui de n_1 tours du transformateur qui utilisait le même circuit magnétique. On effectue les calculs de L pour I_o égal à 1,1 A ; en prenant

$$n = 382 \text{ spires}$$

$$\ell = 20{,}64.\ 10^{-2} m$$

$$S = 26{,}6.\ 10^{-4} m^2$$

Pour chaque valeur de e, on calcule le point moyen de fonctionnement (H_o, B_o) par l'intersection de la droite

$$B_o = \frac{\mu_o}{e} \ (nI_o - H_o \ell)$$

avec la courbe de première aimantation.

Ensuite, pour chacune des trois valeurs de f, on lit, à partir de H_o, la perméabilité différentielle sur la planche 2.5, 2.6 ou 2.7. On calcule alors L à partir de la relation (3.1). L'ensemble des résultats est regroupé dans le tableau 3.1 qui a permis le tracé des trois courbes L (e) de la planche 3.1.

	Point moyen		f = 50 Hz		f= 100 Hz		f = 300 Hz	
e mm	B_o T	H_o A/m	$10^4 \mu_d$	L mH	$10^4 \mu_d$	L mH	$10^4 \mu_d$	L mH
0,2	1,37	980	1,3	222	1,26	216	1,0	175
0,3	1,22	625	1,8	280	1,68	264	1,20	198
0,4	1,06	400	2,26	316	2,10	299	1,48	227
0,5	0,925	255	2,86	347	2,64	329	1,78	250
0,6	0,805	175	3,48	363	3,15	343	2,05	262
0,7	0,70	150	3,76	352	3,40	334	2,18	259
0,8	0,615	132	3,94	335	3,74	327	2,26	251
0,9	0,55	123	4,14	320	3,80	309	2,33	243
1	0,50	113	4,32	305	4,00	296	2,40	235
1,1	0,455	110	4,44	290	4,10	282	2,48	226
1,2	0,42	103	4,56	276	4,20	269	2,52	219
1,3	0,39	95	4,86	266	4,28	256	2,54	211
1,4	0,36	90	5,02	255	4,35	245	2,56	203
1,5	0,34	80	5,32	246	4,40	234	2,62	197

Tableau 3.1 Circuit magnétique 1. Calcul de L (e)
pour I_o = 1,1 A et f = 50 ; 100 et 300 Hz

BU LILLE

L'examen du tableau 3.1 permet de suivre les deux effets sur la valeur de L de l'augmentation de e :

- l'accroissement de e donc du terme e/μ_o du dénominateur de l'expression de L entraîne une diminution de la réactance
- l'accroissement de e diminue, à nI_o donné, la valeur de H_o et entraîne par là l'augmentation de μ_d et la réduction du terme ℓ/μ_d du dénominateur de l'expression de L.

La résultante de ces deux effets opposés explique l'allure des courbes L (e) de la planche 3.1. Quand e augmente, L croît, passe par un maximum puis diminue tendant vers l'hyperbole correspondant à la relation (3.2) tracée en traits mixtes.

Pour les trois fréquences c'est vers e égal à 0,6 mm que se situe l'épaisseur optimale d'entrefer.

II.2. Circuit magnétique 2

Le même calcul a été effectué sur une bobine utilisant le circuit magnétique 2, avec

$n = 482$ spires

$\ell = 20,64\ 10^{-2}$m

$S = 19.\ 10^{-4}m^2$

$I_o = 1,1$A

avec la courbe de première aimantation de la planche 2.2, avec les parties communes aux caractéristiques $\mu_d(H_o)$ des planches 2.8, 2.9 et 2.10.

Les résultats des calculs sont groupés dans le tableau 3.2 ; ils ont permis le tracé des trois courbes de la planche 3.2. sur celle-ci on a tracé en traits mixtes la courbe traduisant la relation (3.2).

	Point moyen		f = 50 Hz		f = 100 Hz		f = 300 Hz	
e mm	B_o T	H_o A/m	$10^4\mu_d$	L mH	$10^4\mu_d$	L mH	$10^4\mu_d$	L mH
0,2	1,65	1150	1,5	256	1,4	240	1,35	232
0,3	1,50	690	2,5	368	2,45	363	2,1	321
0,4	1,31	395	3,85	459	3,5	432	2,67	359
0,5	1,15	210	5,18	492	4,62	464	3,4	390
0,6	1,0	105	8,4	542	7,32	516	4,65	426
0,7	0,875	62	12,9	546	9,9	512	5,5	421
0,8	0,77	45	16,2	513	13,2	494	6,6	413
0,9	0,69	35	19,4	476	15,1	460	6,9	386
1	0,62	28	22,6	442	17,2	428	7,4	365
1,1	0,56	25	23	406	17,9	396	7,55	341
1,2	0,52	21	27	380	20,3	371	7,9	324
1,3	0,48	19	28,2	354	22	347	8,1	304
1,4	0,44	17	28,5	330	22,5	325	8,3	288
1,5	0,415	15	30	310	23,5	306	8,6	274

BU LILLE

Tableau 3.2. Circuit magnétique 2 Calcul de L (e)
pour I_o = 1,1A et f = 50 ; 100 et 300 Hz

A fréquence donnée, on retrouve comme pour le matériau précédent, que l'inductance commence par croître avec e, passe par un maximum, puis diminue. Le maximum se situe pour les trois fréquences au voisinage de e = 0,65 mm ; la valeur du maximum est d'autant plus grande que la fréquence est plus basse.

Les valeurs maximales sont nettement plus fortes qu'avec le matériau 1,bien que la section du circuit magnétique (qui intervient au numérateur de l'expression de L) soit plus faible. Cela tient

- à une meilleure utilisation de la fenêtre du circuit magnétique : nI_o égale 530AT au lieu de 420AT
- à la meilleure qualité du matériau magnétique utilisé ; la perméabilité différentielle est en moyenne 2 à 3 fois plus forte.

II.3. Remarques

L'entrefer optimal, c'est-à-dire celui donnant la plus forte valeur de l'inductance dépend de la valeur I_o de la composante continu du courant dans l'enroulement.

Pour le circuit magnétique 1 par exemple, nous avons calculé L (e) avec n égal à 382 spires mais I_o égal à 1,8A. Nous avons trouvé que l'optimum correspondait à environ 0,95 mm.

Inversement, si I_o est très faible, μ_d reste très fort quel que soit e, c'est pour un entrefer d'épaisseur nul qu'on obtient L maximum.

De la même façon, à circuit magnétique, nombre de spires et courant I_o donnés, l'entrefer optimal dépend de la façon dont on est arrivé au point moyen de fonctionnement.

Si, au lieu de suivre une montée de H_o suivant la branche inférieure d'un cycle d'hystérésis, on plaçait le point moyen sur la branche supérieure de ce cycle, on aurait des valeurs plus faibles de la perméabilité différentielle. Cela conduirait à des valeurs plus faibles de l'épaisseur optimale de l'entrefer, comme le montre la figure 3.2.

Sur celle-ci on a tracé, en fonction de e, la droite représentant e/μ_o et l'allure de la courbe représentant ℓ/μ_d dans le cas où le point se déplace sur la branche inférieure, puis sur la branche supérieure du cycle. On voit que dans ce dernier cas le minimum de $(\ell/\mu_d+e/\mu_o)$ est obtenu pour un e plus petit.

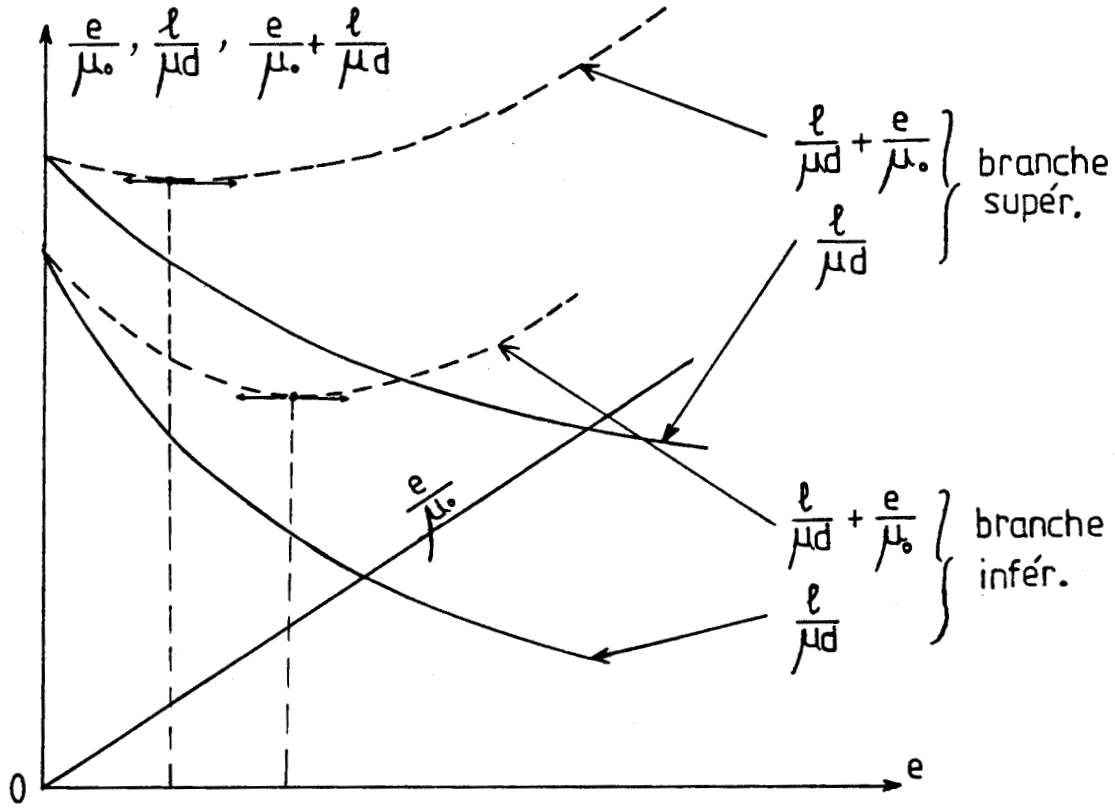


Fig 3.2

Malgré la gêne, surtout conceptuelle, que constitue la variation de l'inductance d'une bobine à faible entrefer, vouloir obtenir une inductance à peu près constante conduit à un tel gaspillage de la matière active qu'on ne devrait si résoudre que dans des conditions tout à fait exceptionnelles.

Avec le circuit magnétique 1 par exemple, pour faire une inductance de lissage à 100 Hz constante à 10 % près, puisque

μ_d varie entre $1,5 \cdot 10^{-4}$ et $5 \cdot 10^{-4}$ H/m, il faudrait que

$$\frac{e}{\mu_o} + \frac{\ell}{\mu_{dmin}} = 1,10 \left(\frac{e}{\mu_o} + \frac{\ell}{\mu_{dmax}} \right)$$

$$e = \frac{\mu_o}{0,1} \ell \left(\frac{1}{\mu_{min}} - \frac{1,1}{\mu_{max}} \right) \qquad (3.3)$$

soit $e = \frac{4\pi.10^{-7}}{0,1} \; 20,64.10^{-2}.10^{4} \left(\frac{1}{1,5} - \frac{1,1}{5} \right) = 11,6 \; 10^{-3}$m

Avec un entrefer de 11,6 mm l'inductance serait comprise entre 40,25mH et 36,6mH, soit près de 10 fois moins que le maximum donné par la planche 3.1.

L'étude du rôle des inductances de lissage effectuée au chapitre 1 montre que l'accroissement de leur valeur a un effet bénéfique. La seule précaution à prendre quand cette valeur varie est, dans les filtres passe-bas, de vérifier que la valeur minimale de L est suffisante pour que la fréquence de coupure reste nettement inférieure à la fréquence du premier terme alternatif à atténuer :

$$\frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{min}C}} << f$$

III - VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

III.1. Montage expérimental

Pour vérifier les valeurs de l'inductance que nous venons de calculer, nous avons mesuré expérimentalement ces valeurs à l'aide du montage représenté sur la figure 3.3.

On alimente le bobinage de n_1 tours de la bobine par la somme d'une tension continue et d'une tension alternative. La composante continue est obtenue à partir de la source de

tension continue à l'aide d'un potentiomètre Pt ; par celui-ci on règle le courant moyen I_o mesuré à l'aide d'un ampèremètre magnétoélectrique.

La composante alternative à 50 Hz est obtenue à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un autotransformateur et d'un transformateur d'isolement. On mesure la valeur efficace V de la tension alternative à l'aide d'un voltmètre ferromagnétique en série avec une très forte capacité C ; celle-ci a pour effet d'éviter l'influence sur la mesure de la chute de tension due au passage de I_o dans la résistance r_1 du bobinage ; son impédance à 50 Hz doit être négligeable devant celle du voltmètre. Par l'autotransformateur on maintient V égal à 5 volts.

La mesure de la valeur efficace I du courant alternatif présente quelques difficultés car cette composante se superpose

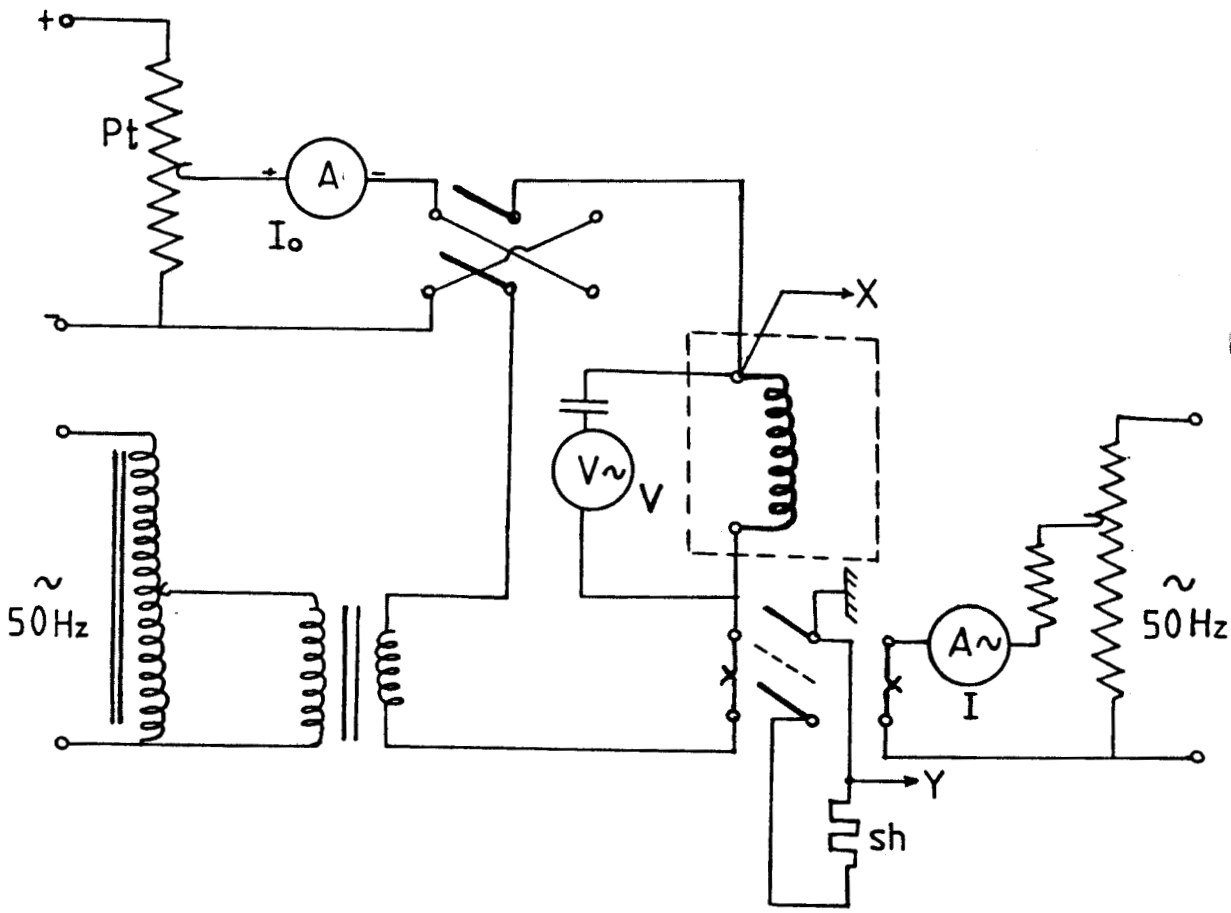


Fig. 3.3

à la valeur moyenne I_o d'ordinaire beaucoup plus importante. On mesure I par comparaison à l'oscilloscope, à l'aide du commutateur d'intensité. On fait passer le courant de la bobine dans un shunt non inductif Sh de faible résistance et on observe l'amplitude du terme alternatif. Puis on branche le shunt sur une source de courant à 50 Hz et on note la valeur I du courant qui donne la même déviation à l'oscilloscope.

On se sert de ce dernier pour mesurer le déphasage φ entre les termes alternatifs du courant dans la bobine et de la tension à ses bornes.

On déduit des mesures L par

$$L = \frac{V}{\omega I} \sin\varphi$$

Pour vérifier les valeurs calculées, il faut se mettre dans les mêmes conditions de "passé" magnétique de la bobine.

Avant chaque série de mesures on désaimante soigneusement le circuit magnétique, puis on relève les points successifs pour des valeurs croissantes de I_o.

III.2 Courbes L (I_o) pour diverses valeurs de e

III.2.1. Circuit magnétique 1

Grâce à des cales en carton d'épaisseurs connues placées entre le paquet des tôles en E et celui des tôles en I, on a réalisé diverses épaisseurs d'entrefer e.

La planche 3.3 montre les courbes L (I_o) relevées pour divers e, en faisant suivre chaque fois au point moyen de fonctionnement la courbe de première aimantation.

Comme prévu, pour I_o faible, L diminue quand e augmente. Pour I_o égal à 1,1A, quand e croît, L augmente, passe par un maximum, puis diminue. L'allure des courbes montre que pour de plus fortes valeurs de I_o, l'entrefer donnant le maximum de L serait plus grand.

III.2.2 Circuit magnétique 2

On a procédé comme pour le circuit magnétique 1. L'allure des courbes relevées (Pl. 3.4) est la même.

La plus forte valeur de la perméabilité différentielle à H_o faible et sa très rapide décroissance quand H_o croît expliquent les différences :

. la valeur de L, à I_o et e donnés, est nettement plus importante ;

. la variation relative de L en fonction de e, à valeur donnée de I_o, est moins importante ;

. au contraire, la variation relative de L en fonction de I_o, à valeur donnée de e, est sensiblement plus forte.

III.2.3 Circuit magnétique 3

Les courbes relevées dans les mêmes conditions avec le circuit magnétique massif (Pl. 3.5) ont une allure nettement différente.

A valeur donnée de e, l'inductance L commence par décroître (au lieu d'augmenter) quand I_o croît ; elle passe par un minimum, augmente, passe par un maximum et décroît ensuite.

A valeur donnée de I_o, dès que e a une valeur assez importante ses variations affectent assez peu la valeur de l'inductance.

Alors que cette bobine a un circuit magnétique de mêmes dimensions que le circuit magnétique 2 et utilise le même bobinage, on obtient une inductance trois fois plus faible environ.

Pour ce circuit magnétique, on n'avait pas étudié les variations de la perméabilité différentielle. On peut remarquer qu'on pourrait déduire celle-ci des mesures d'inductances.

III.3. Courbes L (e) pour diverses valeurs de I_o

A partir des caractéristiques L (I_o) relevées pour diverses valeurs de e, on peut construire point par point les courbes donnant L en fonction de e pour divers I_o :

. Planche 3.6, pour le circuit magnétique 1
. Planche 3.7, pour le circuit magnétique 2
. Planche 3.8, pour le circuit magnétique 3

Pour comparer ces valeurs déduites des mesures à celles calculées, nous avons reproduit en traits mixtes sur les planches 3.6 et 3.7 les caractéristiques calculées pour I_o égal à 1,1A.

Les écarts entre les valeurs de L calculées et celles mesurées pour I_o = 1,1A, pour les épaisseurs d'entrefer comprises entre 0,3 et 1,2 mm n'excèdent pas 15 % pour le premier circuit magnétique, 10 % pour le second.

Ces écarts sont facilement explicables par :

. l'imprécision sur la mesure de μ_d qui sert au calcul de L (μ_d est calculé à partir de trois mesures dont une à l'oscilloscope ; il y a de plus l'erreur de pointage sur la courbe à partir de H_o calculé).
. l'imprécision sur la mesure directe de L. Il y a là aussi trois mesures dont l'une à l'oscilloscope.
. Si l'allure des courbes calculées et mesurées est bien la même pour les valeurs de e comprises entre 0,3 et 1,2 mm, il en est autrement lorsqu'on s'écarte de cette zone. Cela nous semble dû aux hypothèses faites sur l'entrefer.

On a relevé les courbes $\mu_d(H_o)$ avec les circuits magnétiques à tôles enchevêtrées et on a supposé que l'entrefer était alors nul. Puis on a relevé les courbes L (I_o) en assemblant différemment les tôles et en supposant qu'en l'absence de cales l'entrefer était nul. Il semble que pour les faibles valeurs de e, il en résulte une définition trop imprécise de l'épaisseur d'entrefer.

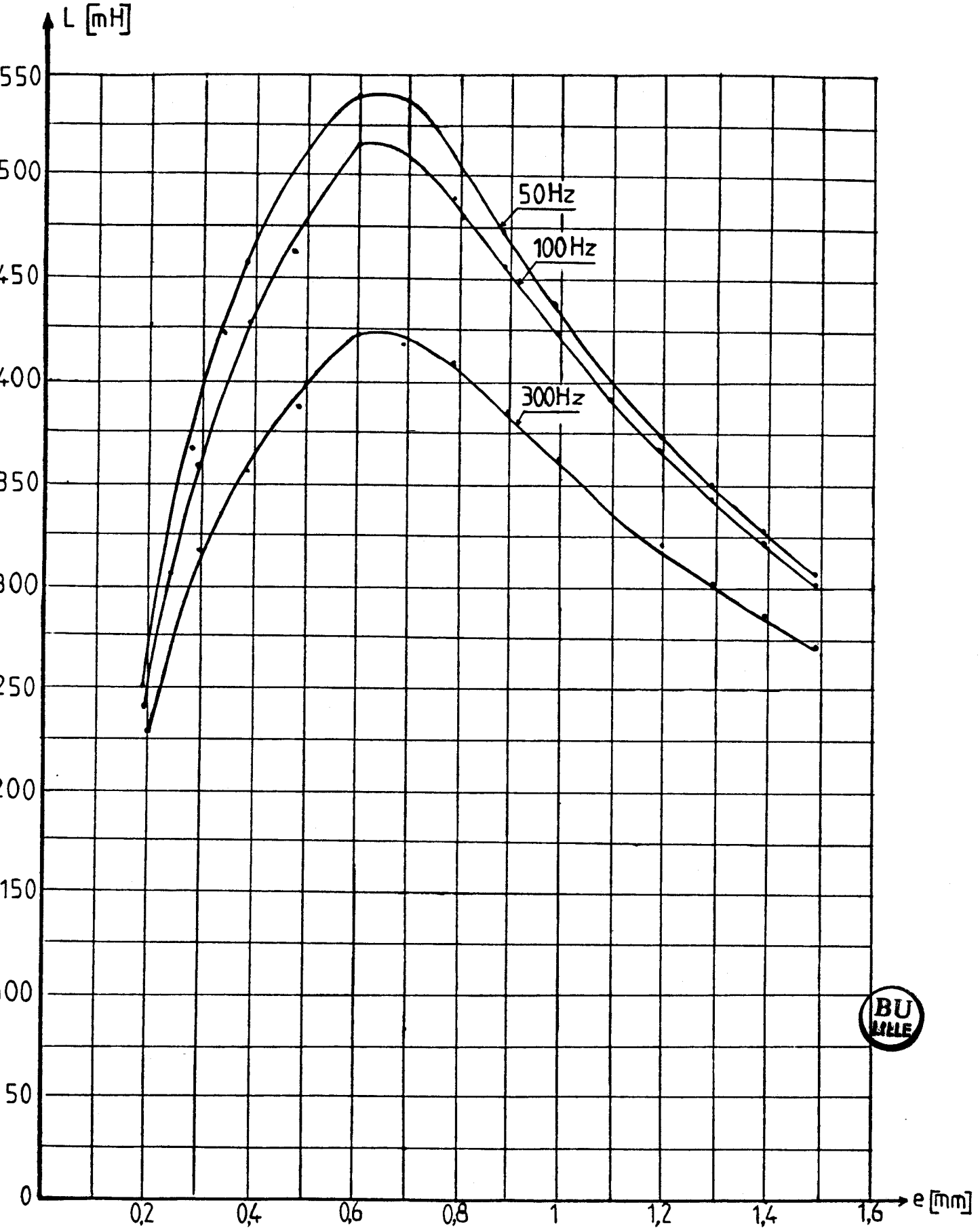
Pour les fortes valeurs de e, on a supposé que la section de l'entrefer était la même que celle des paquets de tôles. Or il y a épanouissement du flux dans l'entrefer.

Si un affinage de la détermination expérimentale de μ_d et du calcul de L à partir de μ_d se révélent nécessaires, le principe utilisé pour calculer les inductances de lissage ne semble pas devoir être remis en question.

Pl. 3.1. Circuit magnétique 1

Variations de L en fonction de e calculées pour I_o = 1,1 A

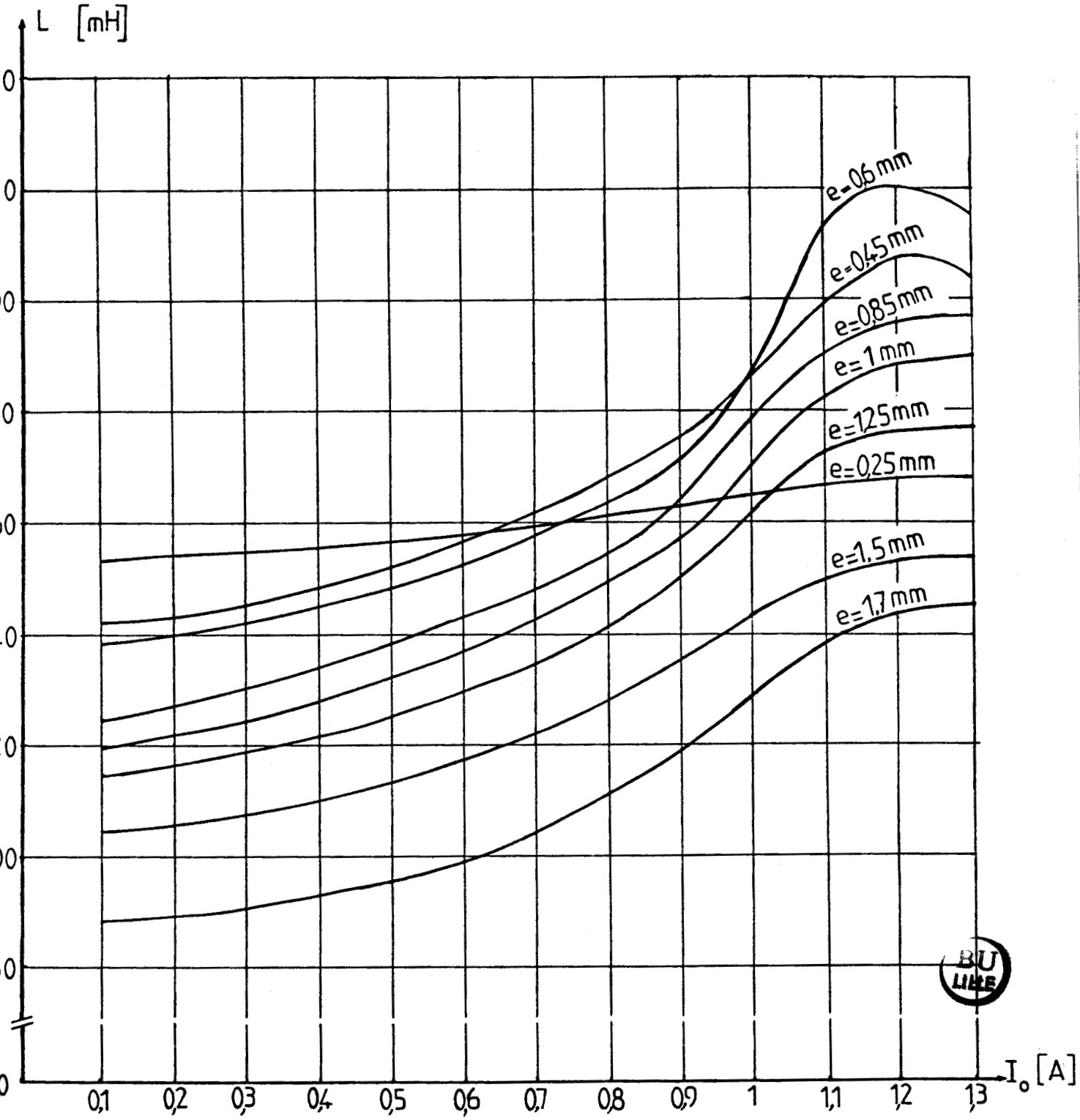
et f = 50 Hz, f = 100 Hz, f = 300 Hz



BU LILLE

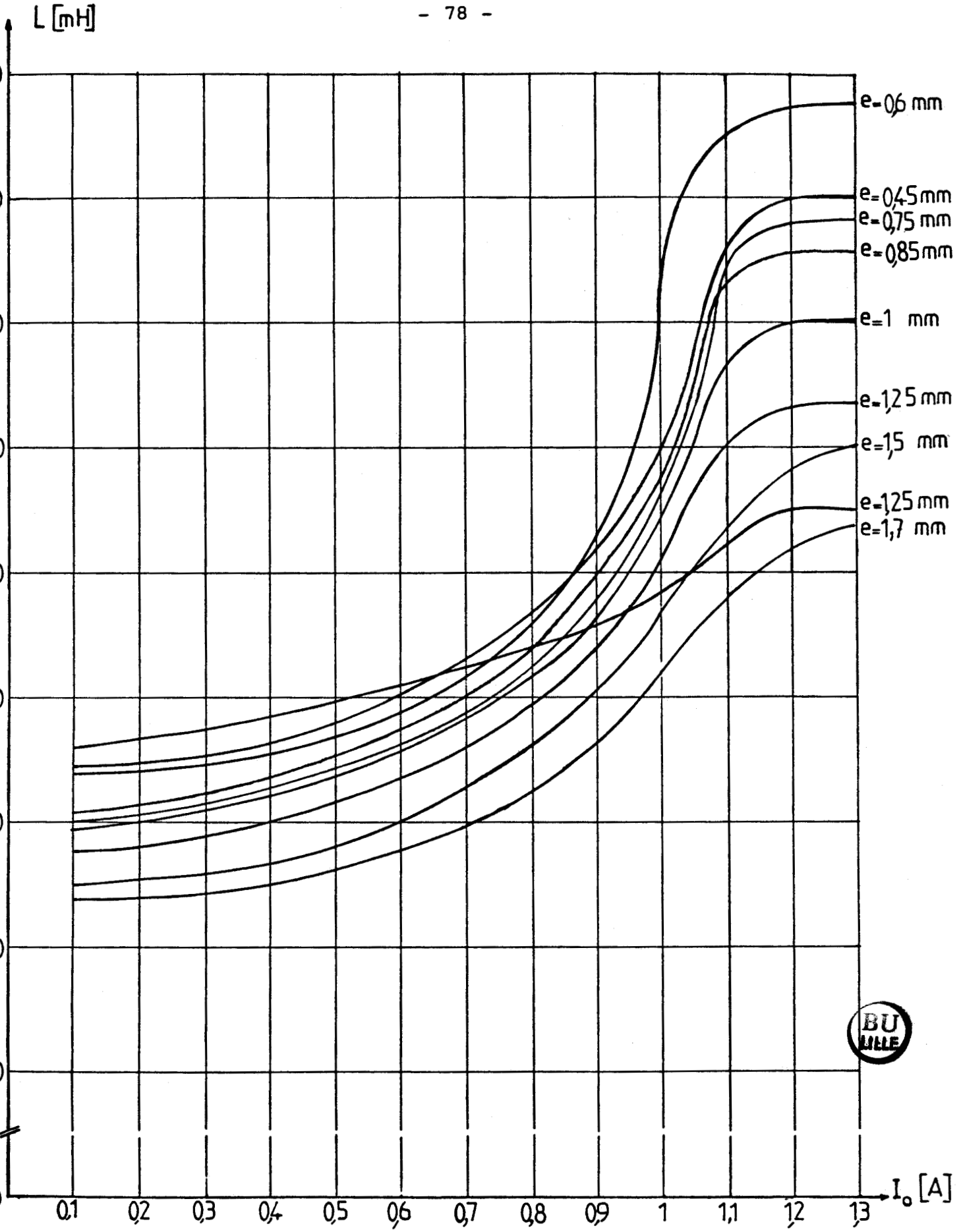
Pl. 3.2 Circuit magnétique 2

Variations de L en fonction de e calculées pour I_o = 1,1 A et f = 50 Hz, 100 Hz, 300 Hz



Pl. 3.3 Circuit magnétique 1

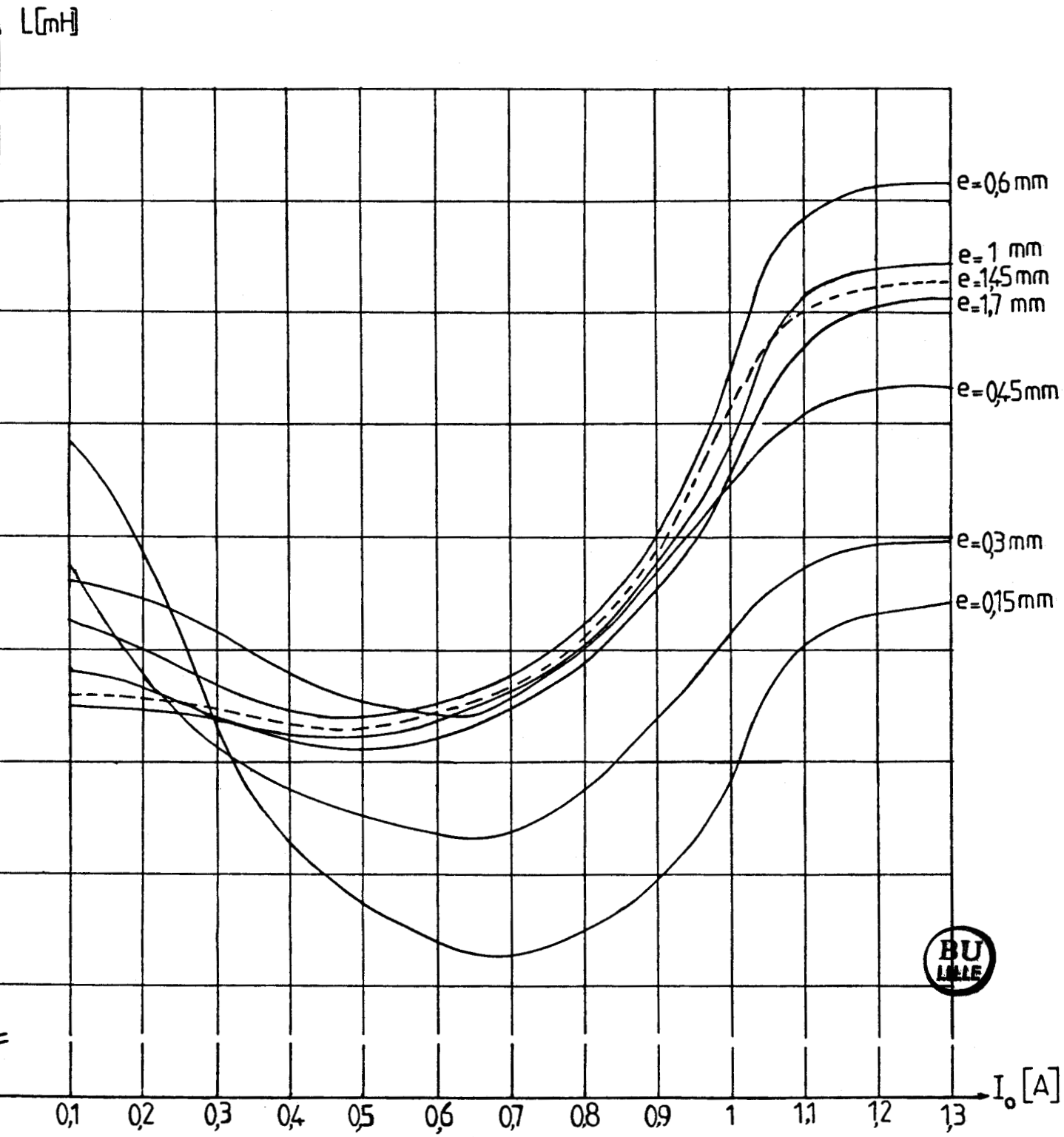
Caractéristiques $L(I_o)$ relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de e (en mm)



BU LILLE

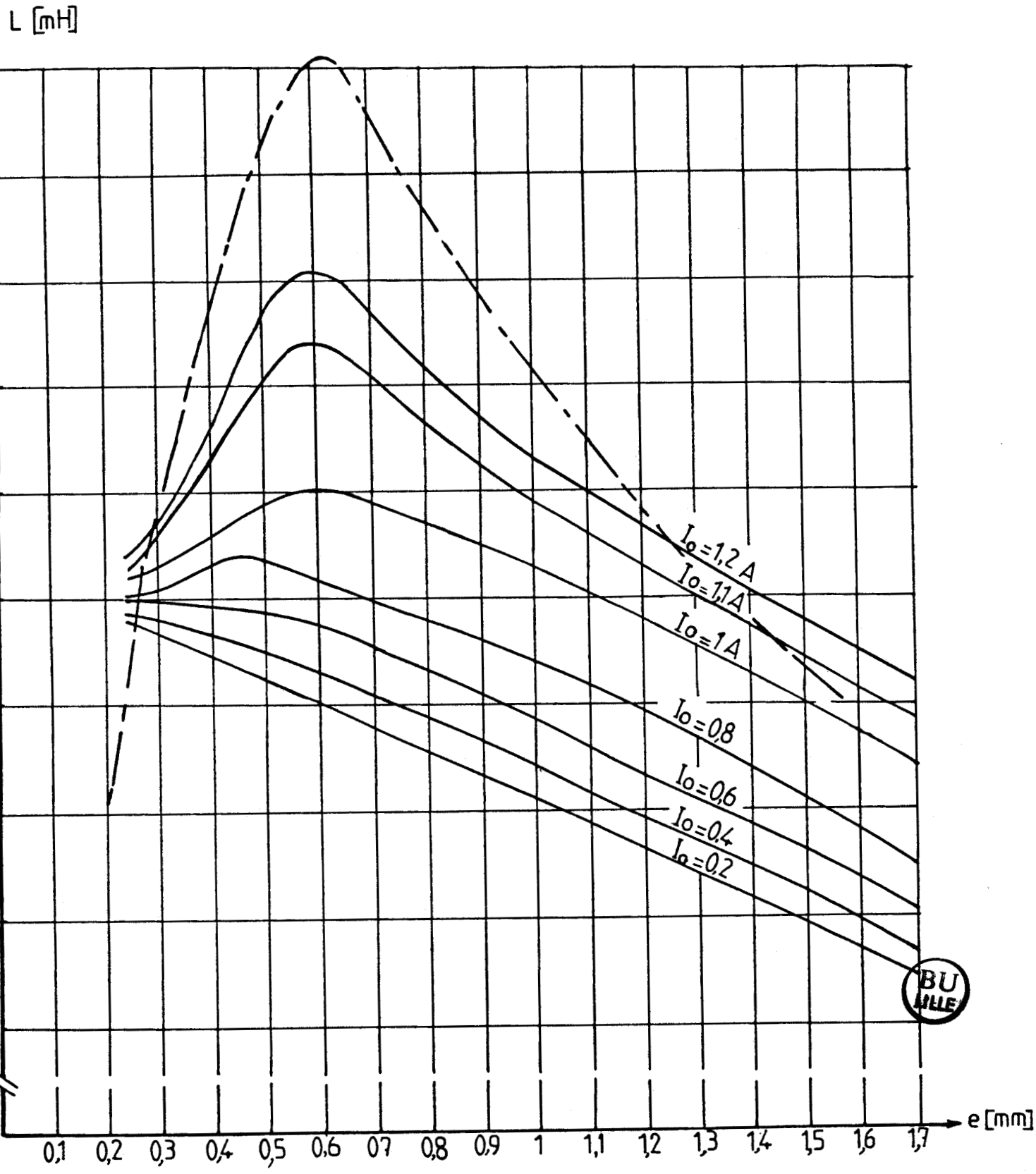
Pl. 3.4. <u>Circuit magnétique 2</u>

Caractéristiques $L(I_o)$ relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de e (en mm)



Pl. 3.5. <u>Circuit magnétique 3</u>

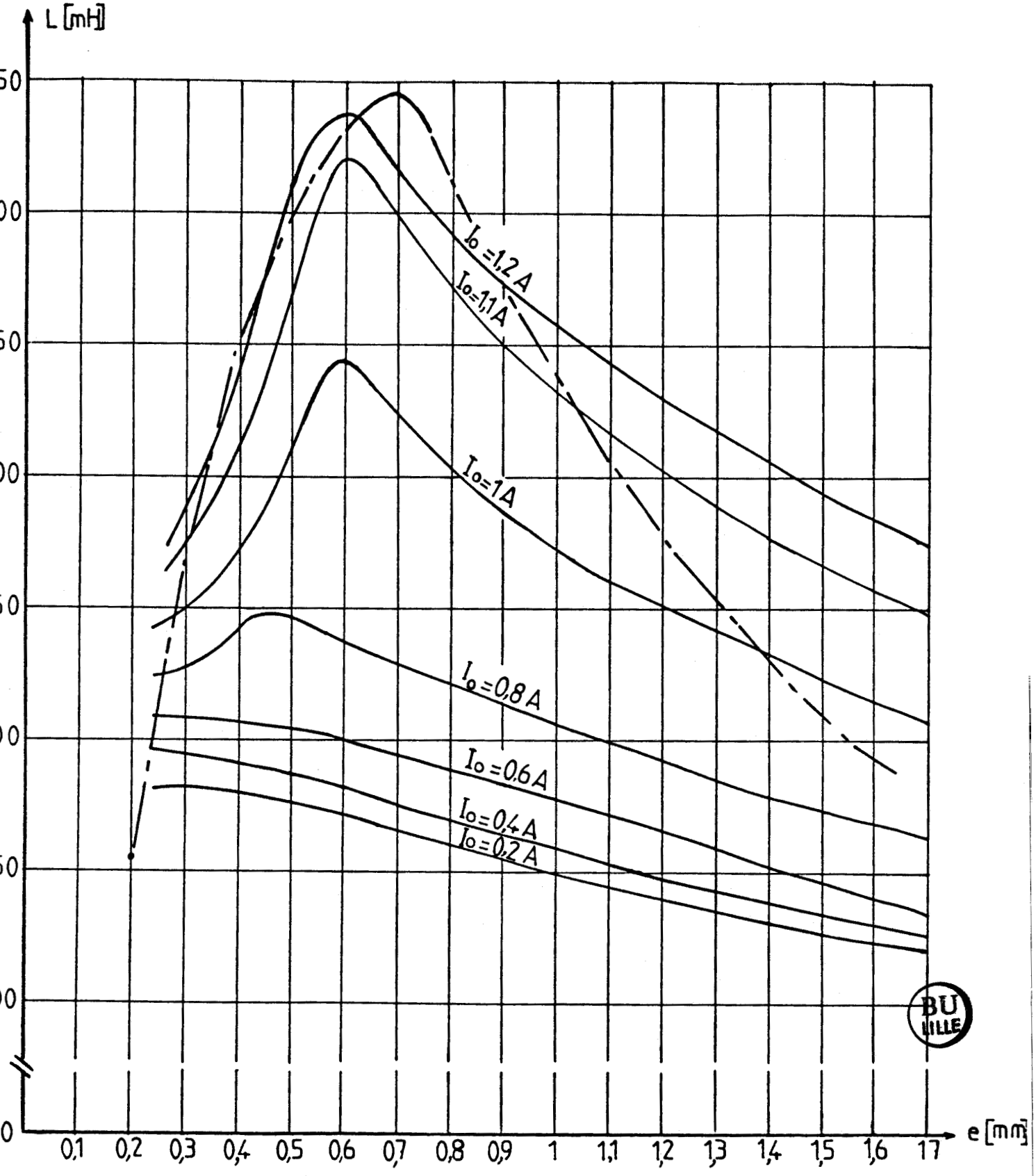
Caractéristiques $L(I_o)$ relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de e (en mm)



BU LILLE

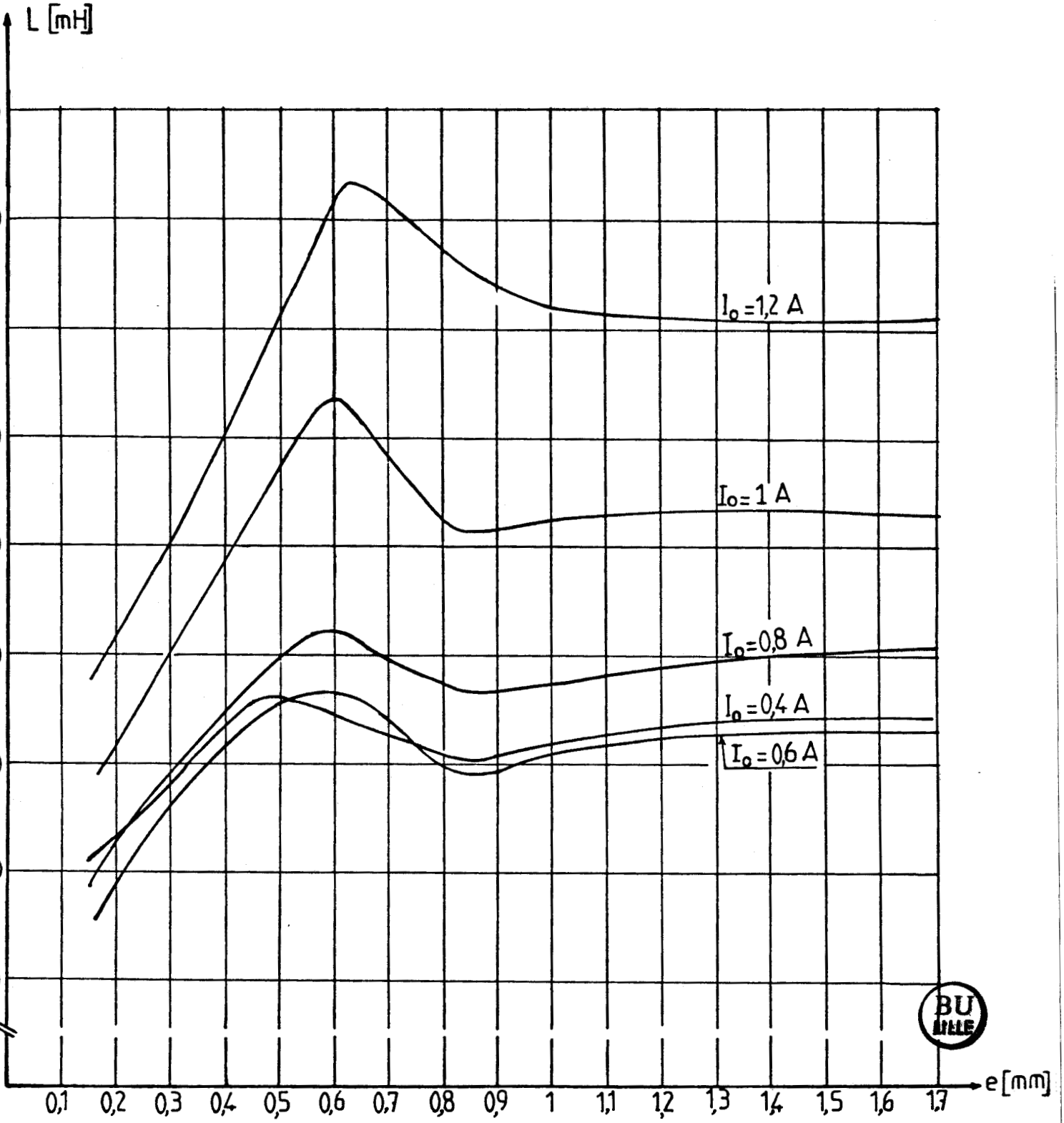
Pl. 3.6 <u>Circuit magnétique 1</u>

Caractéristiques L(e) relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de I_o



Pl. 3.7. Circuit magnétique 2

Caractéristiques L(e) relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de I_o



BU LILLE

Pl. 3.8. <u>Circuit magnétique 3</u>

Caractéristiques L (e) relevées
à 50 Hz
pour diverses valeurs de I_o

CHAPITRE 4

EXEMPLE D'APPLICATION

Pour illustrer cette étude sur les inductances de lissage, notamment les effets de l'épaisseur d'entrefer et de la nature du matériau formant le circuit magnétique, nous l'avons appliquée à un exemple simple : le lissage du courant redressé fourni par un pont redresseur triphasé à diodes.

I - MONTAGE REALISE.MODE OPERATOIRE

La figure 4.1 donne le schéma de l'ensemble du montage réalisé.

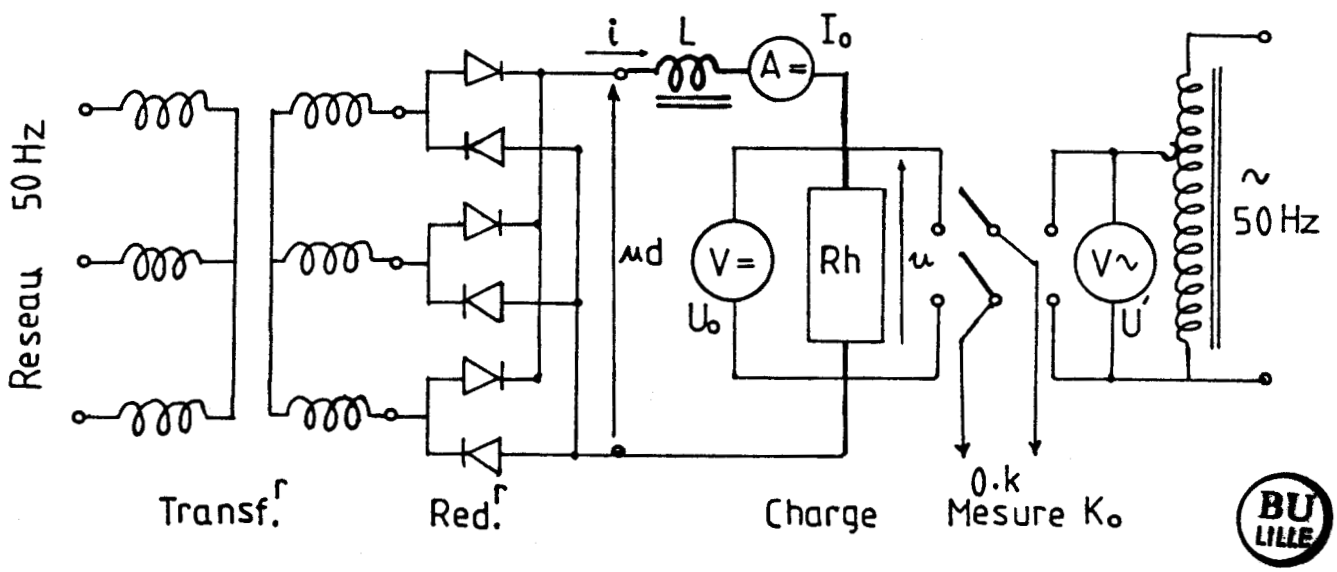


Fig. 4.1.

I.1 Le redresseur et sa charge

- Le redresseur triphasé formé de six diodes est alimenté, à partir du réseau triphasé, par un transformateur étoile-étoile dont le rapport de transformation est voisin de l'unité.

La tension du réseau étant de 220 V, la tension redressée moyenne est voisine de

$$\frac{6}{\pi} \quad \frac{220}{\sqrt{3}} \sqrt{2} \quad \sin\frac{\pi}{3} \quad \simeq \quad 300V$$

Le courant redressé moyen ne dépassant pas 1,3A, la puissance débitée par le redresseur est très faible devant la puissance apparente du transformateur (5KVA) et la puissance locale du réseau.

Comme on débite sur un récepteur passif, la forme d'onde de la tension redressée u_d reste toujours extrêmement proche de sa forme d'onde théorique : six sommets de sinusoïdes par période du réseau d'alimentation.

- La charge est constituée par l'inductance de lissage en cours d'étude en série avec un rhéostat de charge (rhéostat Clémençon à grilles très peu inductif)

Si l'inductance était nulle, le courant redressé i serait égal à u/R, en désignant par R la résistance totale du circuit de charge.

Si V_m est l'amplitude des tensions secondaires du transformateur, on aurait

$$I_o = \frac{6}{\pi} \quad \frac{V_m}{R} \quad \sin \frac{\pi}{3}$$

$$i_{max} = \sqrt{3} \quad \frac{V_m}{R}$$

$$i_{min} = \frac{3}{2} \quad \frac{V_m}{R}$$

Le <u>taux d'ondulation</u> K_o du courant, défini par

$$K_o = \frac{i_{max} - i_{min}}{2I_o}$$

serait égal à

$$K_o = \frac{\sqrt{3} - \frac{3}{2}}{\frac{6\sqrt{3}}{\pi}} = 0,070$$

C'est la réduction de K_o par rapport à cette valeur qui permettra de juger de l'efficacité du lissage.

I.2. <u>Mesure du coefficient d'ondulation</u>

Au lieu de mesurer le coefficient d'ondulation du courant i directement sur celui-ci, on le mesure sur la tension u aux bornes du rhéostat de charge.

Cette mesure est assez délicate car l'ondulation à mesurer se superpose à une valeur moyenne beaucoup plus importante. Nous avons procédé ainsi :

- mesure de la valeur moyenne U_o à l'aide d'un voltmètre magnétoélectrique
- mesure de l'ondulation Δu par comparaison à l'aide d'un oscilloscope dont l'entrée est sur la position "alternatif". On observe l'ondulation Δu, puis grâce à un inverseur on applique à l'oscilloscope une tension alternative dont on règle l'amplitude jusqu'à ce qu'elle donne une déviation crête à crête égale à celle précédemment observée. La mesure de la valeur efficace U'de cette tension alternative donne Δu par

$$\Delta u = 2\ U'\ \sqrt{2}$$

On en déduit le coefficient d'ondulation du courant i ou de la tension u par

$$K_o = \frac{\Delta u}{2U_o} = \frac{U'\sqrt{2}}{U_o}$$

A inductance de lissage et à valeur moyenne I_o du courant i données, le coefficient d'ondulation dépend de la façon dont I_o a été établi.

Pour chaque inductance et chaque valeur de l'entrefer, nous avons soigneusement désaimanté le circuit magnétique avant de relever les courbes donnant K_o en fonction de I_o à I_o croissant.

II - RESULTATS OBTENUS

II.1. Circuit magnétique 1

La planche 4.1 donne quelques courbes K_o (I_o) relevées pour diverses valeurs de e.

On retrouve bien l'influence prévue de la variation d'épaisseur d'entrefer. Pour les faibles valeurs du courant, plus l'entrefer est étroit, plus grande est l'inductance, meilleur est le lissage. Au fur et à mesure que I_o croît l'entrefer optimal croît. Pour les valeurs de I_o voisines de 1,1A, avec un entrefer de 0,6 mm, on atteint K_o de l'ordre de 1,2 % au lieu des 7 % qu'on avait sans filtrage.

A partir des courbes K_o (I_o) pour divers e, on a tracé les courbes K_o (e) pour divers I_o de la planche 4.2. Elles mettent bien en évidence l'accroissement de l'entrefer optimal avec I_o et le fait qu'il est plus facile de lisser les courants forts que les courants faibles.

En effet si l'inductance L était constante, le rapport du premier terme alternatif du courant à sa valeur moyenne varierait comme

$$\frac{\dfrac{1}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}}{\dfrac{1}{R}} = \frac{1}{\sqrt{1+\dfrac{L^2\omega^2}{R^2}}}$$

en désignant par R la résistance du circuit de charge qui diminue au fur et à mesure que I_o croît.

II.2. Circuit magnétique 2

L'allure des caractéristiques K_o (I_o) pour divers e (Planche 4.3) et K_o (e) pour divers I_o (Planche 4.4) est la même que pour le circuit magnétique précédent, si ce n'est que la réduction du taux d'ondulation est notablement plus important dans la zone à entrefer optimal.

Pour I_o égal à 1,1A et e voisin de 0,6 mm, le taux d'ondulation passe de 1,2 % à 0,7 % environ. Mais les courbes de la Planche 4.4 montrent que le minimum de K_o est plus sensible aux variations de e et de I_o. Utiliser un matériau magnétique de haute qualité ne donne une amélioration notable que si l'on choisit une épaisseur d'entrefer bien adaptée. Sinon la réduction de K_o n'est pas très importante.

II.3. Circuit magnétique 3

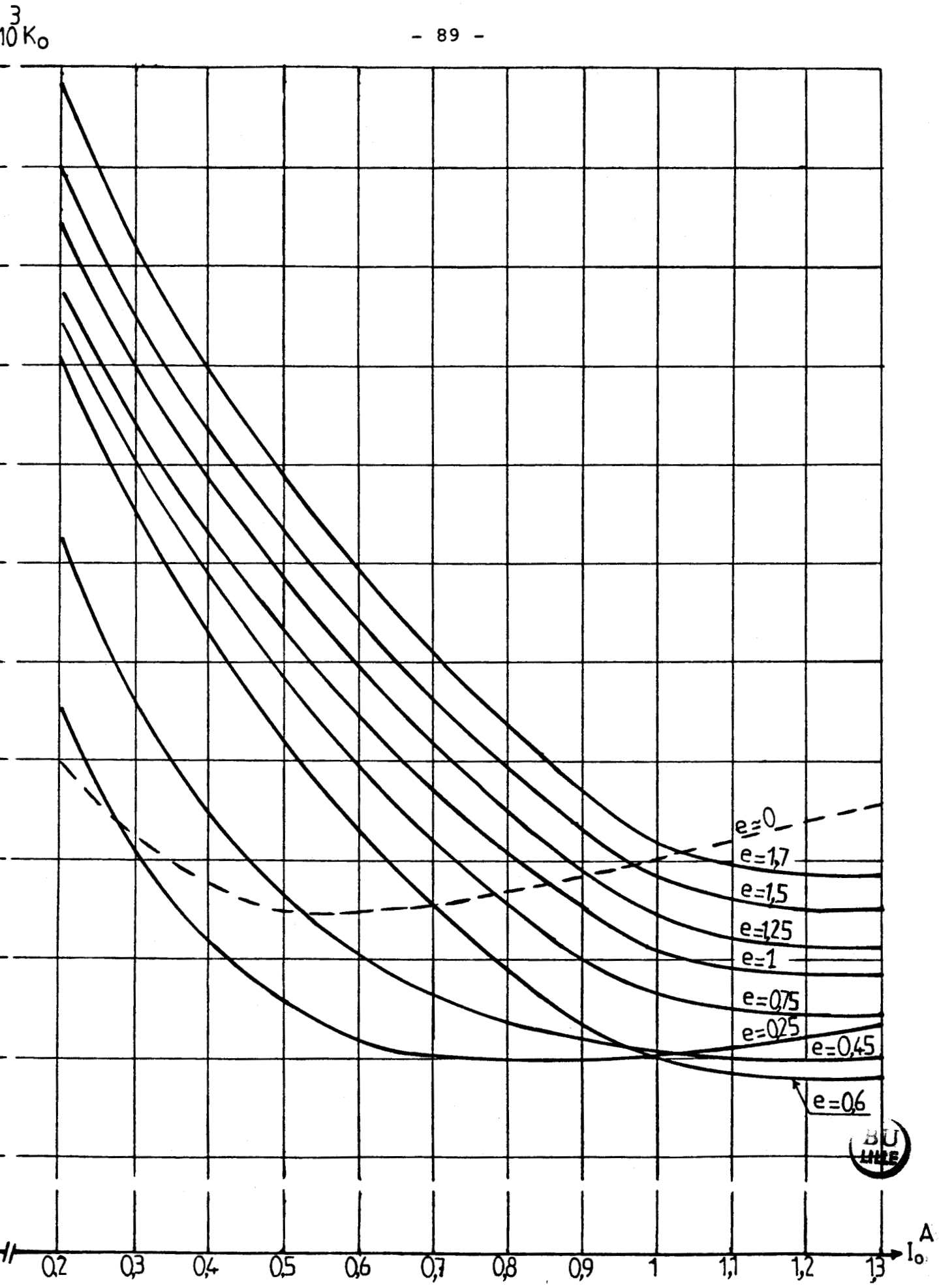
Pour le circuit magnétique en acier massif, les courbes relevées ont une allure notablement différente.

Les caractéristiques K_o (I_o), pour divers e, de la planche 3.5 montrent que K_o dépend beaucoup moins de I_o.

Les caractéristiques K_o (e),pour divers I_o, de la planche 3.6 montrent que dès que I_o est important, en dehors de la zone voisine de l'entrefer optimum, le taux d'ondulation varie peu en fonction de e.

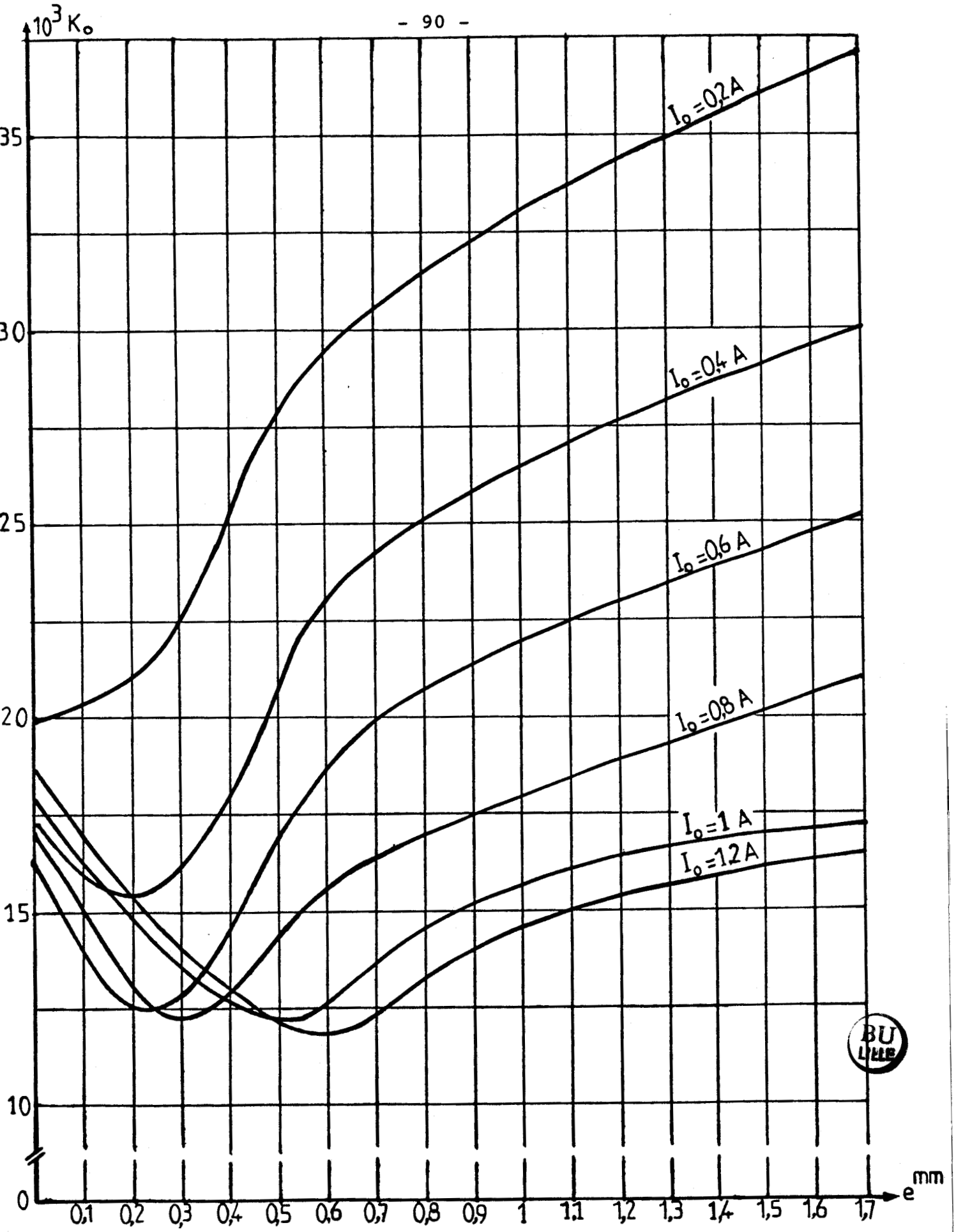
Le minimum de K_o pour I_o égal à 1,1A est nettement plus grand que pour les circuits magnétiques précédents ; il est de l'ordre de 2,05 %.

Lorsqu'on s'écarte nettement de l'entrefer optimum, le taux d'ondulation n'est guère plus fort que celui obtenu avec le circuit magnétique 2 qui utilise pourtant des tôles de très haute qualité.



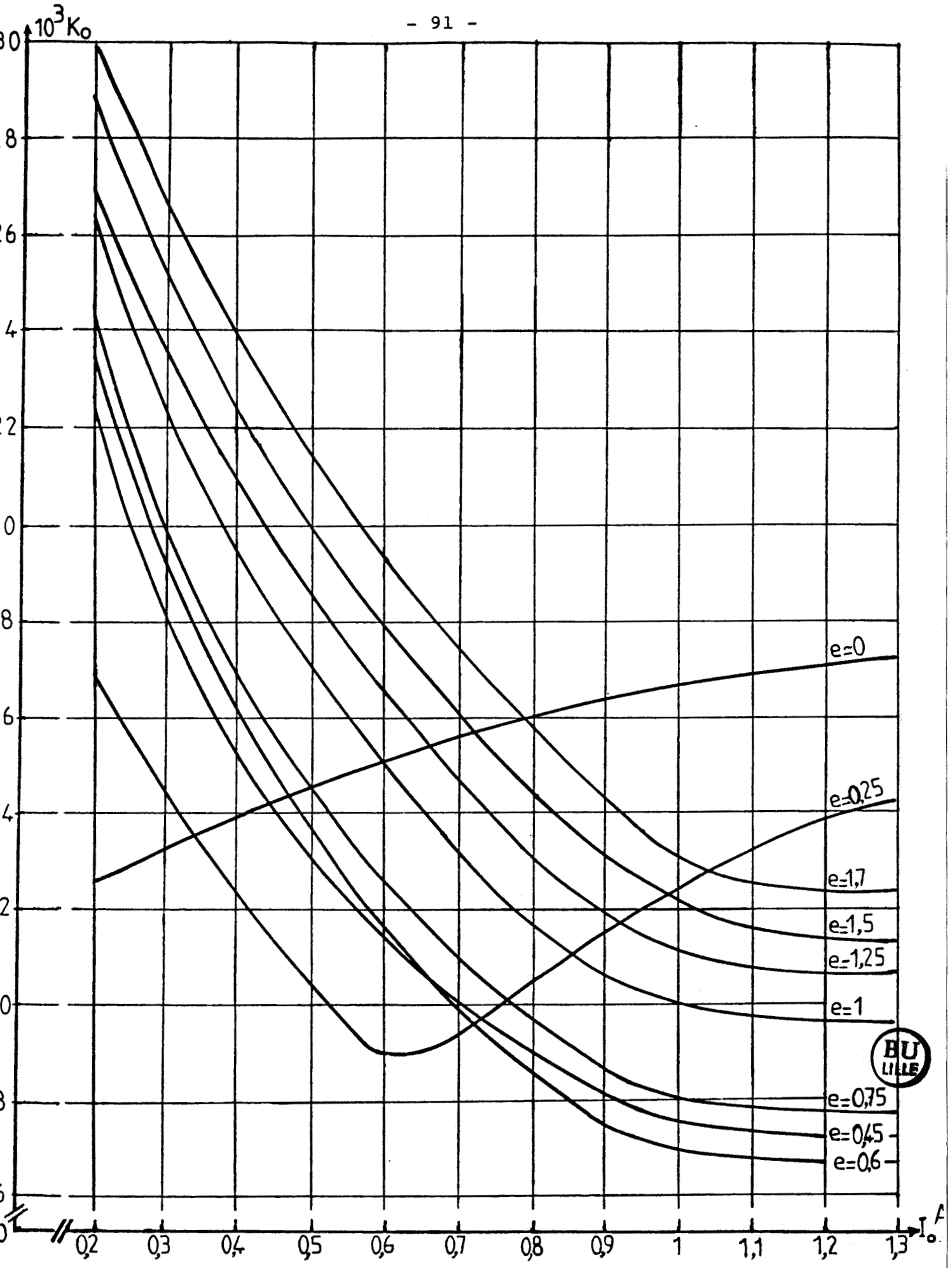
Pl. 4.1 Circuit magnétique 1

Caractéristiques $K_o(I_o)$ relevées pour divers e



Pl. 4.2. Circuit magnétique 1

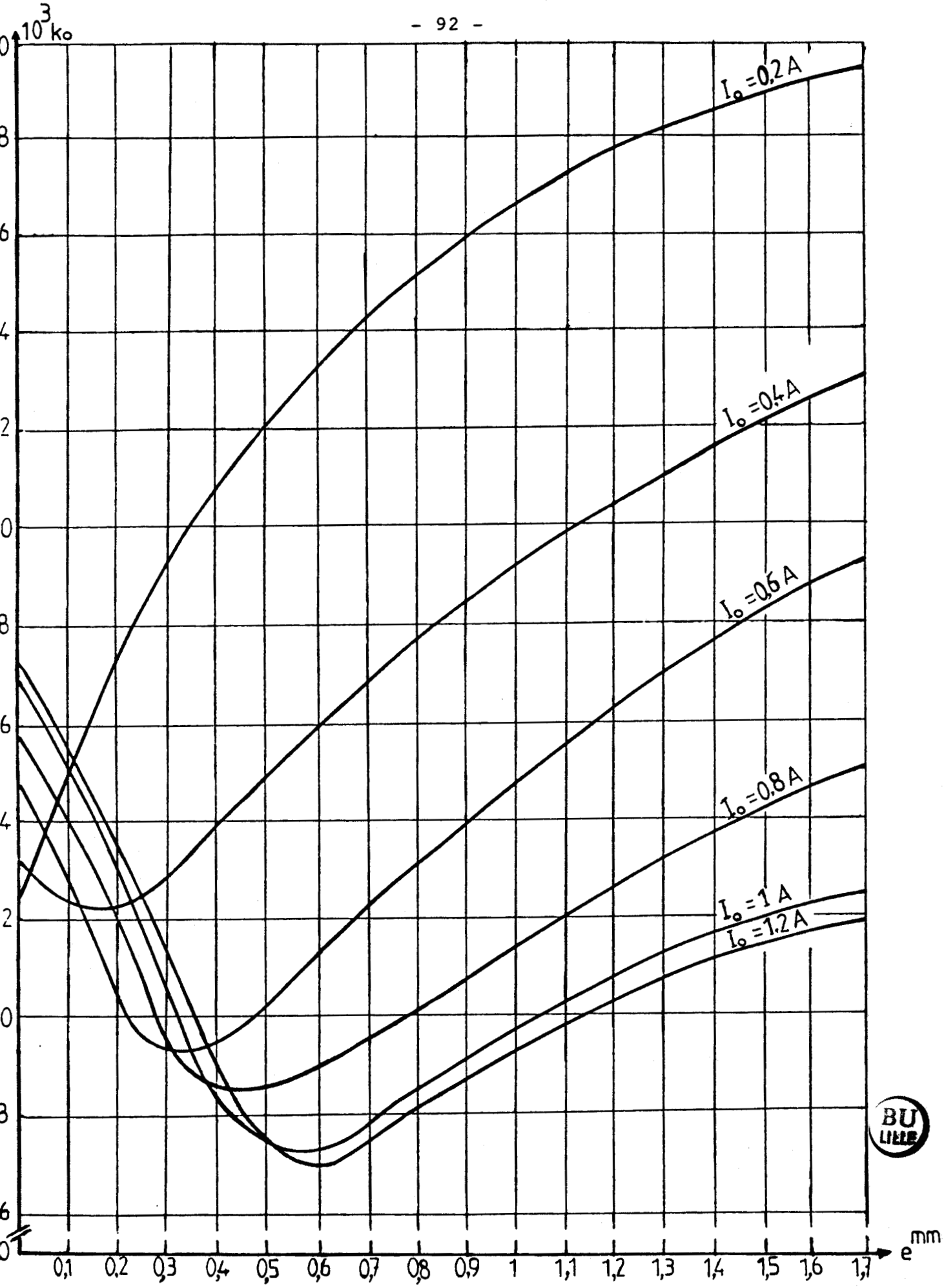
Caractéristiques $K_o(e)$ relevées pour divers I_o



BU LILLE

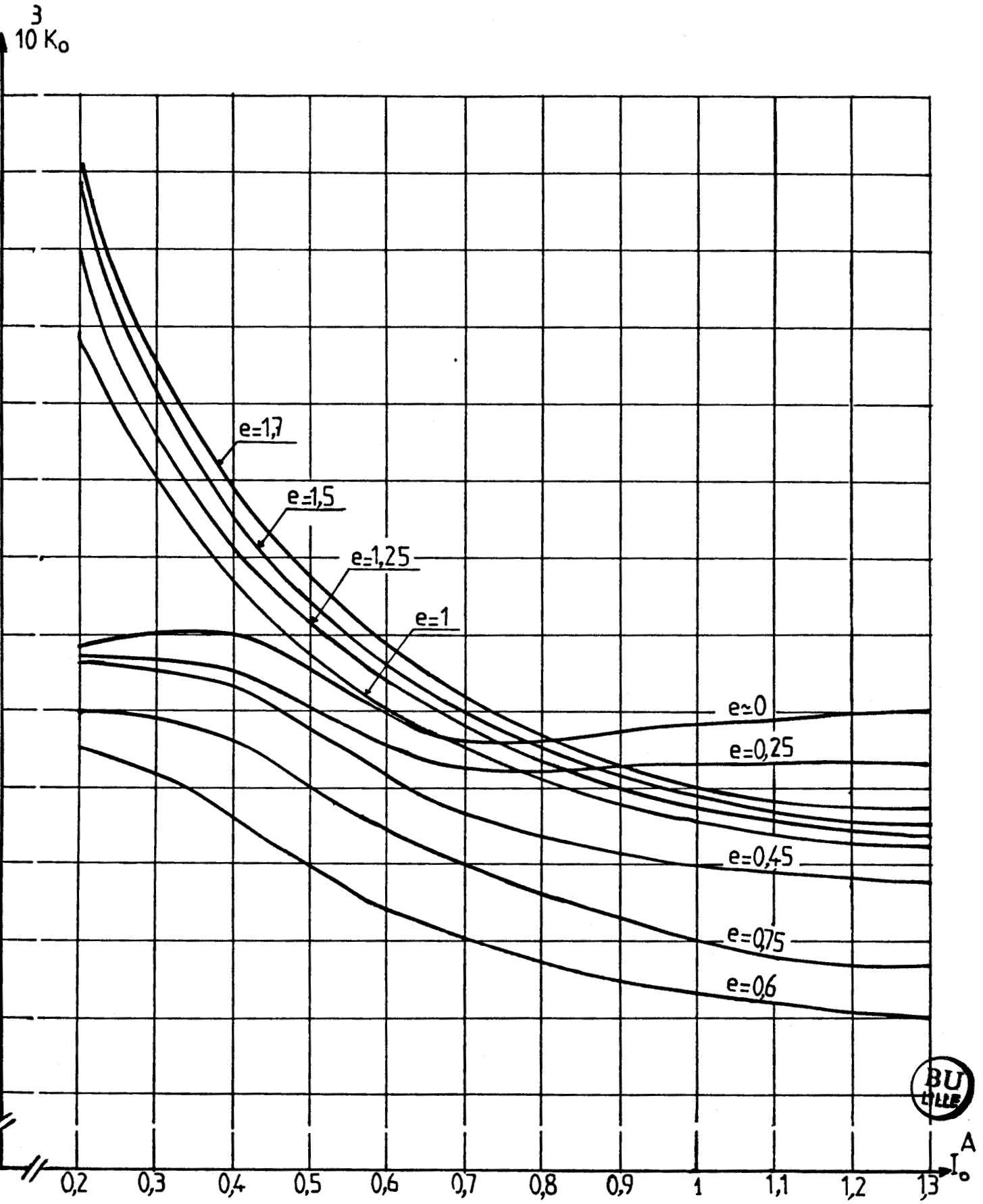
Pl. 4.3. Circuit magnétique 2

Caractéristiques K_o (I_o) relevées pour divers e



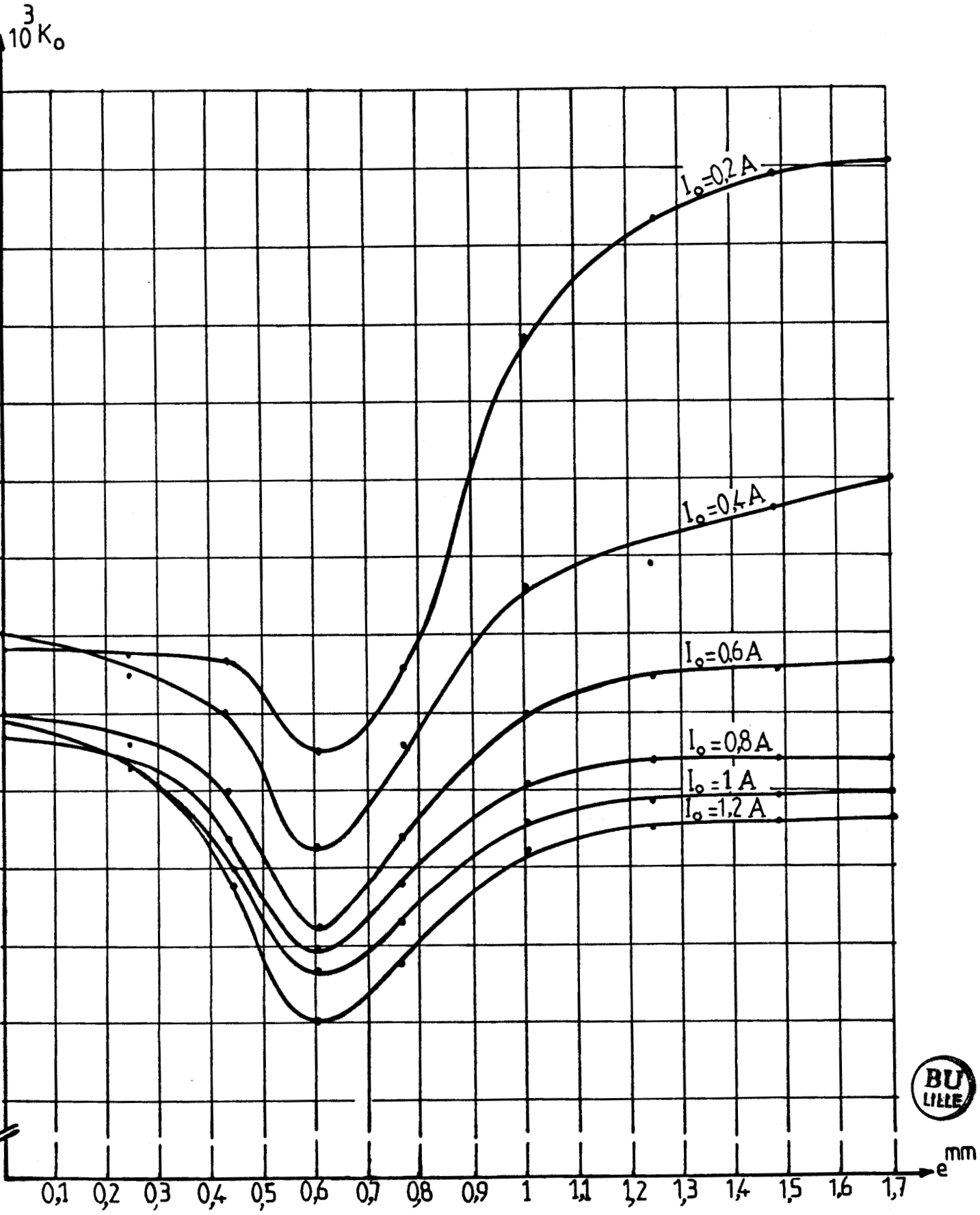
Pl. 4.4. Circuit magnétique 2

Caractéristiques K_o (e) relevées pour divers I_o



Pl. 4.5. Circuit magnétique 3

Caractéristiques $K_o(I_o)$ relevées pour divers e



Pl. 4.6. Circuit magnétique 3

Caractéristiques $K_o(e)$ relevées pour divers I_o

CONCLUSIONS

Comme son titre l'indique, ce mémoire ne veut être qu'une "contribution à l'optimisation des inductances de lissage" ; il ne prétend pas apporter une solution rigoureuse et définitive à ce délicat problème.

En effet, à cause des phénomènes de saturation et d'hystérésis, toute étude relative aux bobines à noyau de fer est inévitablement délicate et renvoie à des problèmes plus fondamentaux de ferromagnétisme.

- Après avoir présenté le rôle important que jouent les inductances de lissage dans les convertisseurs de l'électronique de puissance, nous avons montré que la perméabilité différentielle était le paramètre qui permet de caractériser le <u>matériau magnétique</u> pour le calcul de ces inductances.

  Cette perméabilité varie pour un matériau donné, avec la fréquence le point moyen de fonctionnement et le "passé" qui a conduit jusqu'à ce point.

  En règle générale, cette perméabilité augmente, d'une part quand le cycle d'hystérésis en continu est plus étroit et l'induction de saturation plus élevée, d'autre part quand l'épaisseur des tôles diminue. Mais il ne nous a pas été possible de séparer les effets de ces deux facteurs ; leur influence relative doit d'ailleurs dépendre de la fréquence.

Nous avons ensuite procédé au calcul de la valeur des inductances de filtrage, notamment à la détermination de l'entrefer optimal. L'épaisseur de l'entrefer joue en effet un rôle considérable dans la valeur de l'inductance. Mais ce rôle n'est pas simple et l'optimum dépend beaucoup de la définition des conditions dans lesquelles l'inductance doit être calculée puis mesurée.

Pour les inductances de lissage, il serait peut-être bon, comme pour un filtre, de définir un "gabarit", c'est-à-dire, pour une fréquence donnée, les courbes donnant, en fonction du courant moyen, les valeurs maximale et minimale de l'inductance entre lesquelles la valeur réelle doit se trouver quel que soit son "passé" magnétique.

Les relevés expérimentaux de valeurs d'inductances ont montré combien celles-ci variaient fortement en fonction des divers facteurs, du moins quand on ne s'éloignait pas volontairement de l'optimum.

L'application au filtrage du courant redressé fourni par un pont à diodes a confirmé les conclusions précédentes, notamment qu'il était pratiquement inutile d'avoir recours à un matériau magnétique de haute qualité si on n'optimisait pas l'épaisseur d'entrefer.

- Nous avons procédé à de nombreuses mesures, souvent délicates et nécessitant des montages expérimentaux originaux. Ces montages sont pour la plupart perfectibles si on veut atteindre une meilleure précision.

Mais la recherche de celle-ci serait illusoire si on ne portait un soin très attentif au mode opératoire.

Nos séries de mesures ont porté successivement sur la perméabilité différentielle, sur la valeur des inductances de lissage, sur d'ondulation résiduelle d'un courant lissé. Il s'agissait du cheminement logique allant de la cause à l'effet :

Perméabilité ---> inductance ---> courant

Mais la logique du cheminement étant montrée, il serait possible de procéder en sens inverse, c'est-à-dire de déterminer la perméabilité différentielle à partir de mesures d'inductances ou même d'ondulations de courants.

BIBLIOGRAPHIE

1. G. SEGUIER

Réflexions sur l'évolution des convertisseurs statiques
L'Electronique de Puissance du futur. Journées S.E.E., Grenoble, Juin 1985, pp 1.8 - 8.8

2. E. DESTOBBELEER, G. SEGUIER, A. CASTELAIN

A C - D C converter minimizing induced harmonics in industrial power systems
I.E.E.E., Power Electronics Specialists Conference Toulouse, Juin 1985, pp 573 - 580

3. G. SEGUIER

Les convertisseurs de l'électronique de puissance : la conversion alternatif continu
Technique et Documentation, Paris,1984
Mc Graw Hill, New York, 1986

4. P.F. RIDLER

Analysis of single-phase capacitor-input rectifier circuits
Proc. I.E.E., Vol 127, N° 12, Déc. 1970
pp 2261 - 2265

5. M. GOLDBERG, G. SEGUIER

Effets du filtre sur le montage redresseur amont.
Etude d'un ensemble simple redresseur - filtre charge.
Rev. Gén. Electr., t. 84, n° 5, Mai 1975, pp 393 - 398

6. S.B. DEWAN

Optimum input and output filters for a single phase rectifier power supply.
I.E.E.E. Trans. on Ind. Applic., Vol. IA - 17, N° 3, Mai/Juin 1981, pp 282 - 288

7. FOCH, GLAIZE, LE DOEUFF, LOUIS, PERARD, SEGUIER
Classification et caractérisation des convertisseurs statiques
Document GRECO N° 130022, Mai 1979, 20 p

8. G. SEGUIER
L'électronique de puissance
Dunod éd., Paris, 1979

9. H. BUHLER
Electronique de puissance (traité d'Electricité de l'E P F de Lausanne, Vol. 15)
Dunod éd, Paris, 1981

10 . P. MOURY, H. SCHOORENS, G. SEGUIER
Caractéristiques du transformateur élévateur de tension continue utilisant un hacheur en montage parallèle.
Rev. Gén. Electr., t. 84, N° 1, Janv. 1975, pp. 4 - 12

11. F. VIALE
Alliage fer - silicium
Techniques de l'Ingénieur Volume Electrotechnique. D 195 - 1 à 11 et D 196 - 1 à 7

12. R. PAUTHENET
Théorie du magnétisme
Techniques de l'Ingénieur. Volume Electrotechnique D 175 - 1 à 2 et D 176 - 1 à 18

13. A. BELOT
Différentes variétés de perméabilités magnétiques
Techniques de l'Ingénieur. Volume Electrotechnique. D 422 - 1 à 3

14. A. BUSSON
Electricité industrielle. (Tome 2 : Lois générales de l'électrotechnique
Masson éd., Paris, 1962

BU LILLE

15. G. SEGUIER, F. NOTELET
Electrotechnique industrielle
Technique et Documentation, Paris, 1977

BIBLIOTHEQUE INTERUNIVERSITAIRE
SECTION DE SCIENCES
LILLE