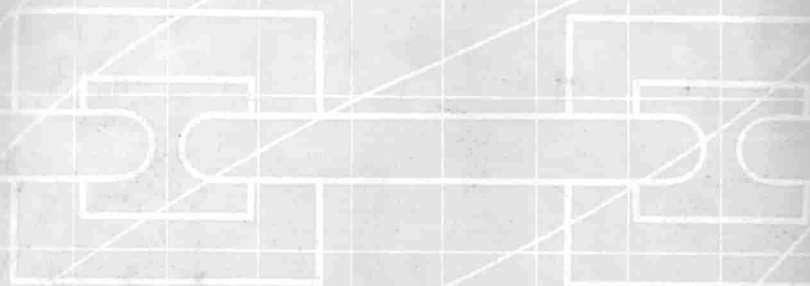


P. F. VAN ELDIK ET P. CORNELIUS



**TRANSFORMATEURS,
BOBINES D'INDUCTANCE,
TRANSDUCTEURS ET
TRANSFORMATEURS A DISPERSION**

CALCUL RAISONNE D'UN PROJET DE BOBINES
A NOYAU DE FER COURANT ALTERNATIF

**Transformateurs,
Bobines d'inductance,
Transducteurs et
Transformateurs à dispersion**

Cet ouvrage est destiné à ceux qui, lors du calcul de transformateurs et d'autres bobines à noyau de fer pour le courant alternatif, désirent se faire une idée exacte de la corrélation entre les facteurs déterminants et arriver ainsi à une structure optimale.

Dans ce but, le champ magnétique alternatif est décrit d'une manière simple et illustrative comme un phénomène électrique courant-tension. Lorsqu'on établit une relation entre les tensions alternatives et les courants alternatifs des bobines à noyau de fer d'une part et la longueur, la section, le volume et la fréquence du champ magnétique alternatif d'autre part, on en arrive, à l'aide de quelques expériences imaginées fondamentales, à la notion de «tension de spire spécifique» et à celle de «spires de courant spécifiques». Ces nouvelles grandeurs de champ jouent un rôle prépondérant dans l'exposé.

La particularité de la méthode réside dans le fait qu'on soupèse les charges admissibles pour le volume unitaire de fer, d'entrefer et de cuivre, afin d'obtenir ensuite les dimensions définitives de l'ensemble.

Un point particulièrement intéressant des raisonnements est qu'il n'est nullement nécessaire de mathématiques pour se faire une idée complète du champ magnétique alternatif.

**TRANSFORMATEURS, BOBINES D'INDUCTANCE,
TRANSDUCTEURS ET
TRANSFORMATEURS A DISPERSION**

TRANSFORMATEURS, BOBINES D'INDUCTANCE, TRANSDUCTEURS ET TRANSFORMATEURS A DISPERSION

**Etablissement raisonné d'un projet de
BOBINES COURANT ALTERNATIF A NOYAU DE FER**

P. F. VAN ELDIK

et

P. CORNELIUS

1963

BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE PHILIPS

Note de l'éditeur:

Ce livre comporte 86 pages et 26 illustrations

Autres version de ce livre dans la Bibliothèque Technique Philips en allemand,
en anglais et en néerlandais

C.D.U. No. 621.314.21:621.318.435

Edition originale

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Pays-Bas 1961

Edition française

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Pays-Bas 1963

Tous droits de reproduction, de traduction et
d'adaptation réservés pour tous pays

Les textes et schémas figurant dans le présent ouvrage sont
donnés sans aucune garantie quant aux droits de brevets

Imprimé aux Pays-Bas

AVANT-PROPOS

Cet ouvrage est destiné à ceux qui, lors du calcul de transformateurs et d'autres bobines à noyau de fer pour le courant alternatif, désirent se faire une idée exacte de la corrélation entre les facteurs déterminants et arriver ainsi à une structure optimale.

Dans ce but, le champ magnétique alternatif est décrit d'une manière simple et illustrative comme un phénomène électrique courant-tension. Lorsqu'on établit une relation entre les tensions alternatives et les courants alternatifs des bobines à noyau de fer d'une part et la longueur, la section, le volume et la fréquence du champ magnétique alternatif d'autre part, on en arrive, à l'aide de quelques expériences imaginées fondamentales, à la notion de «tension de spire spécifique» et à celle de «spires de courant spécifiques». Ces nouvelles grandeurs de champ jouent un rôle prépondérant dans l'exposé.

La particularité de notre méthode réside dans le fait qu'on soupèse les charges admissibles pour le volume unitaire de fer, d'entre-fer et de cuivre, afin d'obtenir ensuite les dimensions définitives de l'ensemble.

Un point particulièrement intéressant de notre raisonnement est qu'il n'est nullement nécessaire de mathématiques pour se faire une idée complète du champ magnétique alternatif.

Nous tenons à remercier vivement nos collègues du Laboratoire de Physique de la Société Philips à Eindhoven, de leur critique constructive, et en particulier Messieurs J. M. van Hofweegen, K. W. de Langen, H. van Suchtelen et D. M. Duinker. Qu'il nous soit également permis d'exprimer nos remerciements à Monsieur Emile Clément qui s'est chargé de la traduction, ainsi que Monsieur Henri Piraux qui a bien voulu corriger le texte.

Eindhoven, mars 1963

P. F. Van Eldik
P. Cornelius

Cet ouvrage est destiné à ceux qui, lors du calcul du traitement et
des autres besoins à l'usage de la page, le trouvent souvent, surtout en l'absence
des aides et des conseils des spécialistes, dans les domaines de la médecine
et de la santé publique.

Dans ce but, le chapitre consacré à l'analyse des données et à la
réalisation de l'analyse des données est divisé en deux parties : la première
est consacrée à la description des données et à la réalisation de l'analyse
des données, et la seconde à la description des données et à la réalisation
de l'analyse des données. Les données sont divisées en deux parties : la
première est consacrée à la description des données et à la réalisation
de l'analyse des données, et la seconde à la description des données et à la
réalisation de l'analyse des données.

Les données sont divisées en deux parties : la première est consacrée à la
description des données et à la réalisation de l'analyse des données, et la
seconde à la description des données et à la réalisation de l'analyse des données.

Les données sont divisées en deux parties : la première est consacrée à la
description des données et à la réalisation de l'analyse des données, et la
seconde à la description des données et à la réalisation de l'analyse des données.

Les données sont divisées en deux parties : la première est consacrée à la
description des données et à la réalisation de l'analyse des données, et la
seconde à la description des données et à la réalisation de l'analyse des données.

Les données sont divisées en deux parties : la première est consacrée à la
description des données et à la réalisation de l'analyse des données, et la
seconde à la description des données et à la réalisation de l'analyse des données.

TABLE DES MATIERES

Avant-propos	v
Chapitre I. BASES GENERALES.	1
§ 1. Introduction. Les quatre types de bobines à étudier.	1
§ 2. La puissance apparente, grandeur caractéristique.	3
§ 3. Chaîne électrique-magnétique	3
§ 4. Le champ magnétique considéré comme phénomène courant-tension	4
§ 5. Le produit de la section du noyau et de la section de la fenêtre	16
§ 6. La manière de tenir compte d'autres conditions	17
Chapitre II. CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR	19
Chapitre III. CALCUL D'UNE BOBINE D'INDUCTANCE	22
Chapitre IV. CALCUL D'UN TRANSDUCTEUR	25
§ 1. Généralités	25
§ 2. La zone de fonctionnement utilisable dans le graphique de magnétisation	26
§ 3. L'insertion d'une courbe de fonctionnement réduite dans la zone de fonctionnement utilisable	27
§ 4. L'insertion d'une surface de fonctionnement réduite dans la zone de fonctionnement utilisable	29
§ 5. La détermination des données de construction	32
§ 6. Distorsion	36
Chapitre V. CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR A DISPERSION	38
Chapitre VI. CONSIDERATIONS SUR LA PARTIE ELECTRO-MAGNETIQUE.	45

Chapitre VII. LE PROJET THERMIQUE	49
§ 1. Introduction	49
§ 2. Pertes «conducteur» spécifiques	49
§ 3. Pertes «fer» spécifiques	51
§ 4. Dimensions linéaires, pertes, rendement, température	53
§ 5. Echauffement, capacité thermique, conduction thermique, saut de température	54
§ 6. Choix de la température limite	60
§ 7. Détermination de la densité de courant de fenêtre et de la tension de spire spécifique admissibles à partir de la tempé- rature limite ou du rendement	61
§ 8. Considérations finales	66
Annexe: CONSEILS THEORIQUES ET PRATIQUES	68
§ 1. Conversion de $B_{\max}$ en tension de spire spécifique	68
§ 2. Impédance d'une bobine d'inductance. Notion d'impédance spécifique	70
§ 3. Calcul de l'angle des pertes d'une bobine d'inductance	71
§ 4. Impédance à vide primaire, dispersion et distorsion dans le transformateur	74
§ 5. Détermination plus précise de la résistance magnétique du trajet «air» du transformateur à dispersion	76
§ 6. Longueur effective de l'entrefer dans une bobine d'inductance	78
§ 7. Accroissement de la température d'un fil de cuivre après sa mise en circuit.	79
Index.	81

Chapitre I

BASES GENERALES

§ 1. Introduction. Les quatre types de bobines à étudier

Dans ce manuel, nous exposerons une méthode de calcul simple des bobines courant alternatif, à noyau de fer, plus claire et plus explicite que la méthode usuelle. Nous nous limiterons à quatre types de bobines, pour le calcul desquels la puissance apparente (produit du courant et de la tension, quel que soit le déphasage) absorbée ou transmise joue un rôle prépondérant, et nous ne considérerons qu'une seule fréquence, par exemple celle du secteur*.

Notre méthode est basée sur l'introduction de nouvelles notions pour la description du champ magnétique. Pour établir ces notions, nous partons d'expériences à l'aide de tensions alternatives et de courants alternatifs rapportés à leur fréquence, au nombre de spires des enroulements dans lesquels ils agissent, et aux dimensions du champ magnétique avec lequel ils sont en corrélation.

Les bobines à noyau de fer, dont le calcul constituera l'objet des pages suivantes sont: le transformateur, la bobine d'inductance, le transducteur et le transformateur à dispersion.

Dans un *transformateur* simple, un enroulement primaire et un enroulement secondaire sont disposés l'un près de l'autre sur un noyau de fer. Cela permet de séparer la charge (connectée à l'enroulement secondaire) du secteur sur lequel est branché l'enroulement primaire. De plus, le choix du rapport du nombre de spires secondaires au nombre de spires primaires permet d'obtenir la tension alternative désirée. Le courant de magnétisation d'un transformateur usuel est assez faible et, en première approximation, il peut être négligé. De ce fait, abstraction faite des pertes, la puissance apparente prélevée par le circuit d'utilisation est approximativement égale à la puissance apparente à fournir par le secteur.

Une *bobine d'inductance* est constituée par un seul enroulement sur un noyau de fer, souvent muni d'un entrefer étroit. La bobine d'inductance absorbe de la puissance apparente, la tension aux bornes étant décalée en avant, pratiquement de quatre vingt dix degrés, par rapport au courant dans cette bobine.

* Dans cet exposé, nous appellerons «bobine» l'ensemble du noyau et de l'enroulement.

Un *transducteur* est également une bobine d'inductance, mais son rapport courant/tension peut être réglé par une prémagnétisation du noyau de fer, par exemple à l'aide de courant continu*. D'une façon générale, un transducteur comprend donc un enroulement pour le courant alternatif et un enroulement de réglage. L'effet du courant continu résulte de la non-linéarité des propriétés magnétiques du noyau de fer. Par contre, le comportement magnétique de l'air est linéaire et n'est pas modifié par la prémagnétisation. C'est la raison pour laquelle le noyau de fer d'un transducteur ne doit pas comporter d'entrefer en effet, un entrefer réduirait la non-linéarité du circuit magnétique et partant la possibilité de réglage du transducteur.

Le *transformateur à dispersion* est une bobine à noyau de fer qui associe les propriétés d'un transformateur à celles d'une bobine d'inductance montée en série avec ce transformateur. A cet effet, on dispose l'enroulement secondaire non pas, comme dans un transformateur usuel, aussi près que possible de l'enroulement primaire, mais à une certaine distance de ce dernier. De ce fait, lors de la charge de l'enroulement secondaire, une plus ou moins grande partie du champ magnétique primaire peut se fermer dans l'air sans traverser l'enroulement secondaire. Un shuntage magnétique, plus ou moins prononcé, de ce trajet dans l'air, à l'aide d'un noyau de fer mobile, permet de régler la caractéristique de charge de l'enroulement secondaire.

Avant d'examiner en détail les propriétés des diverses bobines décrites, particulièrement importantes pour le calcul, nous rappellerons succinctement les divers aspects de la notion de puissance en courant alternatif. Lorsqu'on mesure l'intensité du courant dans un circuit d'utilisation courant alternatif et la tension à ses bornes (évidemment les valeurs efficaces pour lesquelles nos appareils de mesure sont étalonnés), le produit de ce courant et de cette tension est appelé *puissance apparente* absorbée par le circuit consommateur. La puissance apparente est exprimée en volt-ampères (VA).

En courant alternatif, le courant et la tension peuvent être en phase ou être déphasés. Lorsqu'on désire attirer l'attention sur le fait que, dans un circuit d'utilisation, par exemple une résistance, le courant et la tension sont en phase, on parle de *puissance active*, de puissance wattée ou tout simplement de puissance, laquelle est exprimée en watts (W). Par contre, lorsqu'on désire exprimer que dans un circuit d'utilisation, par exemple une bobine à pertes négligeables, le courant et la tension sont décalés de quatre vingt dix degrés, on parle de *puissance réactive*, ou de puissance déwattée, exprimée en VA ou en «var» (volt-ampères réactifs).

* Pour la facilité, nous utiliserons toujours, pour le courant de réglage, un courant continu.

En recourant à ces notions, nous pouvons donc nous résumer de la manière suivante:

Le *transformateur* transmet de la puissance alternative et, pour une puissance apparente pratiquement inchangée, le rapport courant/tension secondaire ainsi que le rapport courant/tension primaire peuvent être choisis d'une manière arbitraire.

La *bobine d'inductance* absorbe de la puissance réactive, et le rapport courant/tension peut être choisi d'une manière arbitraire.

Le *transducteur* est une bobine d'inductance dont le rapport courant/tension, et partant la puissance réactive absorbée, peuvent être réglés à l'aide de spires traversées par du courant continu.

Le *transformateur à dispersion* est un transformateur dont l'enroulement secondaire et l'enroulement primaire sont écartés d'une distance telle qu'il se produit un trajet de dérivation magnétique qui – pour un rapport de nombres de spires donné – détermine la caractéristique de charge du secondaire. Un choix judicieux des dimensions dudit trajet de dérivation permet de réaliser, dans de larges limites, toute caractéristique désirée. Au besoin, le transformateur à dispersion peut être réalisé de façon que l'utilisateur puisse modifier la caractéristique de charge par un réglage du trajet de dérivation magnétique. Contrairement à ce qui se passe dans le transformateur usuel, la puissance apparente primaire ne doit pas être égale à la puissance apparente secondaire.

Pour terminer cette introduction, nous mentionnerons, qu'en principe, nous partons de noyaux de fer non saturés. Dans nos deux types de transformateurs et dans la bobine d'inductance, la non-linéarité due à la saturation est considérée comme un phénomène indésirable; pour le transducteur, qui tire parti de la zone de transition entre la linéarité et la saturation, nous n'envisagerons pas non plus les phénomènes de saturation des noyaux de fer.

§ 2. La puissance apparente, grandeur caractéristique

Dans les circuits, la notion d'inductance joue un rôle important pour les bobines. Dans nos considérations, nous nous attacherons cependant en tout premier lieu à la puissance apparente que nos bobines doivent traiter. Le fait que la puissance apparente joue ici un rôle important est en corrélation avec le fait que, pour une charge maximale donnée de la matière, le volume de la bobine à réaliser est déterminé par le produit du courant et de la tension.

§ 3. Chaîne électrique-magnétique

Sur le trajet de la centrale électrique vers le consommateur, la puissance

alternative est successivement portée de l'état électrique à l'état magnétique et inversement (voir la fig. 1). Le conducteur électrique et le conducteur magnétique sont liés comme les maillons d'une chaîne, l'un des maillons transmettant l'énergie à l'autre; par conducteur magnétique, il y a lieu d'entendre non seulement les noyaux de fer mais également les trajets dans l'air.

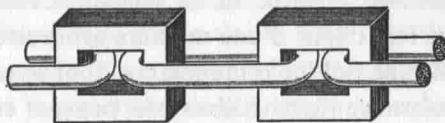


Fig. 1. Chaîne électrique-magnétique. Représentation schématique de la transmission d'une puissance électrique alternative. Le conducteur électrique et le conducteur magnétique s'entourent comme les maillons d'une chaîne.

Cette image nous fournit deux points de vue: l'un qui concerne les dimensions de nos bobines à noyau de fer et l'autre qui ouvre la voie à la description électrique du conducteur magnétique.

Les dimensions du noyau de fer et de l'enroulement se limitent mutuellement par le fait que la section de l'ensemble de tous les conducteurs doit s'adapter dans la fenêtre du noyau. Inversement, la section du noyau doit s'adapter dans l'ouverture de l'enroulement.

Le second point de vue implique que la puissance alternative électrique du maillon électrique est transmise au maillon magnétique et que l'on retrouvera donc dans ce dernier la puissance, c'est-à-dire du courant alternatif et de la tension alternative, du maillon électrique. Cela s'avère être effectivement le cas, comme nous l'expliquerons au paragraphe suivant.

§ 4. Le champ magnétique considéré comme phénomène courant-tension

Lorsqu'on applique une tension alternative de fréquence déterminée, par exemple 50 Hz, à une bobine à noyau de fer, les spires de cette bobine seront traversées par un courant alternatif. Si nous modifions le maillon électrique, en modifiant le nombre de spires de l'enroulement, l'intensité dudit courant variera. Cette intensité est également influencée par une variation du maillon magnétique. Cela peut s'effectuer par une modification de la section et de la longueur du noyau, par l'introduction d'un entrefer, par une prémagnétisation en courant continu et enfin en prélevant du courant sur un enroulement secondaire du même noyau. Pour une fréquence et une matière données, par exemple des tôles au silicium, la caractéristique courant-tension d'une bobine

à noyau de fer dépendra donc des particularités mentionnées. Quant à la fréquence, il est facile d'en tenir compte: toutes autres conditions égales d'ailleurs, la tension alternative est proportionnelle à la fréquence.

Nous examinerons séparément l'influence de chaque propriété et nous formerons à l'aide des idées ainsi acquises deux notions *électriques*, à savoir «la tension de spire spécifique» et «les spires de courant spécifiques» qui nous permettront de décrire d'une manière simple le comportement du maillon *magnétique* et de le résumer sur un graphique. Ce graphique permet au calculateur de déterminer, sur la base des caractéristiques requises, les données de construction des bobines à noyau de fer.

a. Spires de courant, tension de spire. Procédons à quelques essais simples, qui conduisent au but visé. Considérons d'abord les bobines à noyau, sans entrefer et à un seul enroulement de n spires, et mesurons la relation entre le courant I_n et la tension U_n .

Nous relevons les caractéristiques courant-tension $I_n = f(U_n)$, c'est-à-dire la grandeur I_n en fonction de U_n pour une fréquence déterminée, pour des bobines à même noyau de fer, mais à nombres de spires n différents. Il s'avère que la caractéristique est la même pour toutes ces bobines, lorsqu'on porte les spires de courant $I = nI_n$ en fonction de la tension de spire $U = U_n/n$. Cela peut être interprété de la manière suivante: les spires de courant alternatif lancent un champ alternatif magnétique à travers le noyau de fer, et pour le phénomène magnétique, il importe peu par exemple qu'un courant de 1/1000 A traverse 1000 spires ou qu'un courant de 1 A traverse 1 spire. Le champ alternatif engendre, dans chaque spire qui l'embrasse, une tension déterminée. Lorsque plusieurs spires sont montées en série, les tensions de spire s'ajoutent*.

Pour faire ressortir nettement la signification des notions «spires de courant» et «tension de spire», nous exprimerons ces grandeurs respectivement en unités ampèretours et en volts par tour, alors qu'en général elles sont exprimées respectivement en ampères et en volts. Comme abréviation pour ampèretours nous utiliserons le symbole $A \cdot t$ et, pour volt par tour V/t .

Pour un noyau en fer déterminé, dont on connaît par exemple à 50 Hz, les spires de courant en fonction de la tension de spire, on peut donc, inversement, déterminer la caractéristique courant-tension usuelle pour n spires en multipliant la tension de spire par n et en divisant les spires de courant par n .

De plus, par le choix du nombre de spires, on peut obtenir, entre des

* Dans la suite de l'exposé, nous caractériserons un champ magnétique alternatif par sa tension de spire efficace et sa fréquence.

limites raisonnables, la même tension et le même courant avec des noyaux de fer de dimensions différentes qui, pour un même nombre de spires, auraient donc des caractéristiques courant-tension différentes. Supposons qu'un certain noyau, enroulé d'une seule spire, ait une puissance apparente déterminée pour une tension de spire assez élevée et pour un petit nombre de spires de courant, alors qu'un autre noyau a la même puissance apparente pour une basse tension de spire et un grand nombre de spires de courant; il nous suffit alors de donner à ce dernier noyau un nombre de spires conséquemment plus élevé pour obtenir la tension désirée U_n aux bornes de la bobine sous l'intensité de courant I_n désirée dans celle-ci.

Nous avons ainsi examiné l'influence la plus importante du maillon électrique sur le courant et la tension, pour autant qu'il s'agisse de la corrélation entre le maillon électrique et le maillon magnétique. Nous y avons fait abstraction de l'influence, généralement faible, de la résistance de l'enroulement sur le courant et la tension; en effet, cette résistance n'a rien à voir avec le maillon magnétique.

Pour faciliter la compréhension, nous répéterons sous une autre forme plus concrète, ce qui vient d'être exposé. Les notions de tension de spire U et de spires de courant I permettent de décrire indépendamment du nombre de spires le comportement électrique d'un maillon magnétique déterminé, constitué par un noyau de fer, par la caractéristique $I = f(U)$. On voit facilement que le point de fonctionnement sur cette caractéristique est déterminé par la puissance apparente qu'une bobine, réalisée avec ce noyau, doit absorber. On constate en outre que, pour deux bobines absorbant le même courant sous la même tension, mais munies de noyaux différents, cette différence dans notre mode de description se traduit électriquement par une différence en tension de spire et en spires de courant. Enfin, il y a lieu de noter que la caractéristique typique pour un noyau déterminé, spires de courant-tension de spire correspond à la caractéristique courant-tension de ce noyau, lorsqu'il est muni d'un enroulement à une seule spire (voir la fig. 2).

Voici d'ailleurs un calcul simple, illustrant l'application des relations mentionnées.

Données: la tension U_n et l'intensité de courant I_n requises d'une bobine à noyau de fer à calculer, donc la puissance apparente:

$$P = U_n I_n.$$

Nous disposons des deux noyaux représentés sur la fig. 2. Le noyau 1 a cette puissance pour une tension de spire U_1 et des spires de courant I_1 , le noyau 2 par contre pour U_2 et I_2 . Quel nombre de spires n_1 , respectivement n_2 ,

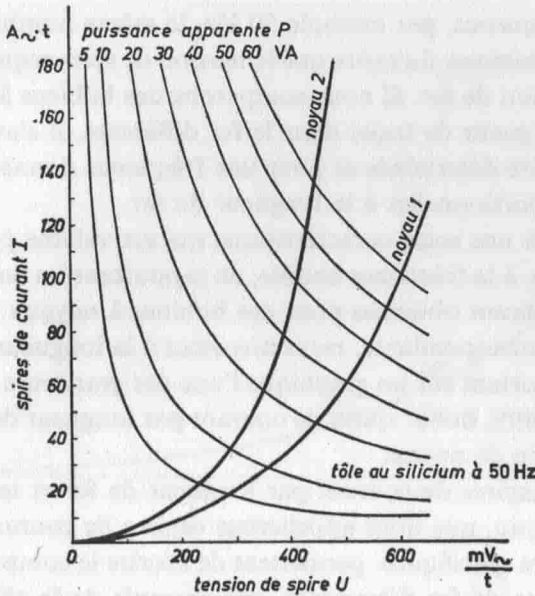


Fig. 2. Caractéristique courant-tension, réduite à une seule spire de deux noyaux de fer, arbitrairement choisis, de dimensions différentes, à 50 Hz. Sur cette figure sont également tracées les courbes de même puissance apparente. Afin de pouvoir absorber la même puissance apparente sous une même tension, le noyau 2 doit compter plus de spires que le noyau 1.

faut-il enrouler sur les noyaux? Etant donné que, d'une façon générale, $U_n = nU$ et $I_n = I/n$, on a:

$$n_1 = \frac{U_n}{U_1} = \frac{I_1}{I_n} \quad \text{et} \quad n_2 = \frac{U_n}{U_2} = \frac{I_2}{I_n}.$$

b. Spires de courant spécifiques, tension de spire spécifique. Les notions de spires de courant et de tension de spire permettent de décrire d'une manière simple les propriétés magnétiques d'un noyau de fer déterminé, dont le trajet magnétique présente donc une certaine longueur et une certaine section, et cela indépendamment du nombre de spires de l'enroulement magnétisant. Pour décrire le comportement magnétique des noyaux de fer d'une manière plus générale et indépendante des dimensions, il suffit d'établir une corrélation entre la section du noyau de fer et la tension de spire ainsi qu'entre la longueur du trajet dans le fer et les spires de courant, et de passer ainsi aux notions de tension de spire spécifique et de spires de courant spécifiques. Cela s'effectue de la manière suivante:

Comparons des bobines à noyau de même longueur, mais de section différente; cela peut être obtenu, par exemple, en constituant le noyau par un nombre plus ou moins grand de tôles identiques empilées. Pour obtenir,

pour la même fréquence, par exemple 50 Hz, le même nombre de spires de courant dans ces bobines, il s'avère que la tension de spire requise est proportionnelle à la section de fer. Si nous comparons des bobines à même section de fer, mais à longueur de trajet dans le fer différente, il s'avère que, pour une tension de spire déterminée et pour une fréquence donnée, les spires de courant sont proportionnelles à la longueur du fer.

On obtient ainsi une seule caractéristique qui est valable pour la matière de noyau en cause, à la fréquence choisie, en rapportant les tensions de spire et les spires de courant obtenues pour des bobines à noyaux différents, à la section de noyau correspondante, respectivement à la longueur de fer correspondante et en portant sur un graphique l'une des grandeurs ainsi obtenues en fonction de l'autre, donc: spires de courant par longueur de fer et tension de spire par section de noyau.

Ces grandeurs, spires de courant par longueur de fer et tension de spire par section de noyau, que nous appellerons «spires de courant spécifiques» et «tension de spire spécifique» permettent de décrire le comportement magnétique d'une sorte de fer déterminée par exemple de la tôle au silicium, pour une fréquence déterminée, par exemple 50 Hz, indépendamment des dimensions du noyau; voir la fig. 3. Nous exprimons les spires de courant spécifiques I' en ampèretours par cm de longueur de fer ou sous une forme symbolique par $A \cdot t/\text{cm}$ et la tension de spire spécifique U' en volts par tour et par cm^2 de section de fer ou: $V/(t \cdot \text{cm}^2)$. D'une manière analogue à celle de la fig. 2, nous pouvons signaler que, pour une matière de noyau déterminée, à une fréquence donnée, la caractéristique typique $I' = f(U')$ correspond à la caractéristique courant-tension d'un noyau de même matière, à dimensions unitaires (longueur de fer et section de fer égales à 1) pour un enroulement à une seule spire.

Pour le calcul des bobines à noyau de fer, pour une fréquence déterminée, nous pourrions nous contenter des notions de spires de courant spécifiques et de tension de spire spécifique. Toutefois, il existe des applications particulières de bobines à noyau de fer dans lesquelles la fréquence varie, par exemple les transducteurs pour dynamos d'autos à nombre de tours fortement variable. Dans ce cas, il importe, non seulement pour le calcul mais également pour l'interprétation des phénomènes de magnétisme, de savoir que la tension alternative est proportionnelle à la vitesse des variations du courant, donc à la fréquence du courant et du champ magnétique alternatifs. Si nous déterminons donc, sur une bobine à noyau de fer, pour une valeur donnée des spires de courant spécifiques, la tension de spire spécifique se produisant à une fréquence déterminée, cette tension est doublée lorsque nous doublons la fréquence du courant. Pour exprimer ce fait, nous pouvons recourir à la

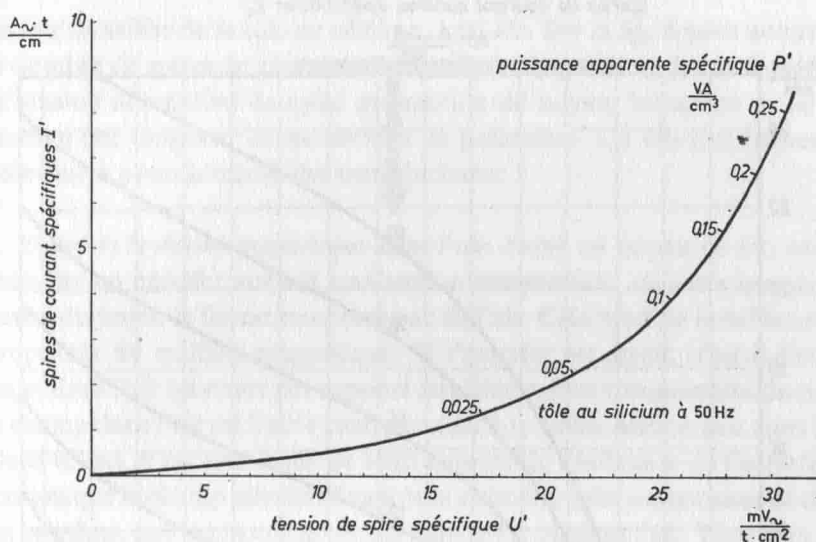


Fig. 3. Caractéristique courant-tension de tôle au silicium à 50 Hz, réduite à une spire, à l'unité de longueur et à l'unité de section. Cette courbe a été obtenue en divisant les spires de courant déterminées pour des noyaux de dimensions différentes par les longueurs correspondantes des trajets magnétiques, et les spires de tension par les sections correspondantes du noyau.

Sur la caractéristique figurent, pour quelques points, la puissance apparente spécifique P' , c'est-à-dire la puissance apparente par longueur de noyau et par section de noyau. Cela correspond à la puissance apparente absorbée par 1 cm^3 de noyau.

notion de «tension de spire spécifique par fréquence», ce qui nous fournit la notion la plus générale pour la description du champ alternatif magnétique. La grandeur correspondant à cette notion peut être exprimée en volts par tour par cm^2 et par Hz, ou sous une forme symbolique $V/(t \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz})$.

c. Prémagnétisation en courant continu. La prémagnétisation en courant continu d'un noyau de fer peut être obtenue en munissant le noyau à la fois d'un enroulement courant alternatif et d'un enroulement courant continu; on procède de cette manière dans les transducteurs. Le courant continu modifie les propriétés magnétiques du noyau, de sorte que l'on obtient une autre caractéristique courant-tension pour l'enroulement courant alternatif. Pour une même tension alternative, le courant alternatif transmis est plus intense à mesure que la prémagnétisation est plus importante.

Il s'avère que la prémagnétisation en courant continu est également déterminée par le nombre de spires de courant par longueur de fer. Nous obtenons donc une seule caractéristique pour chaque prémagnétisation ainsi déterminée

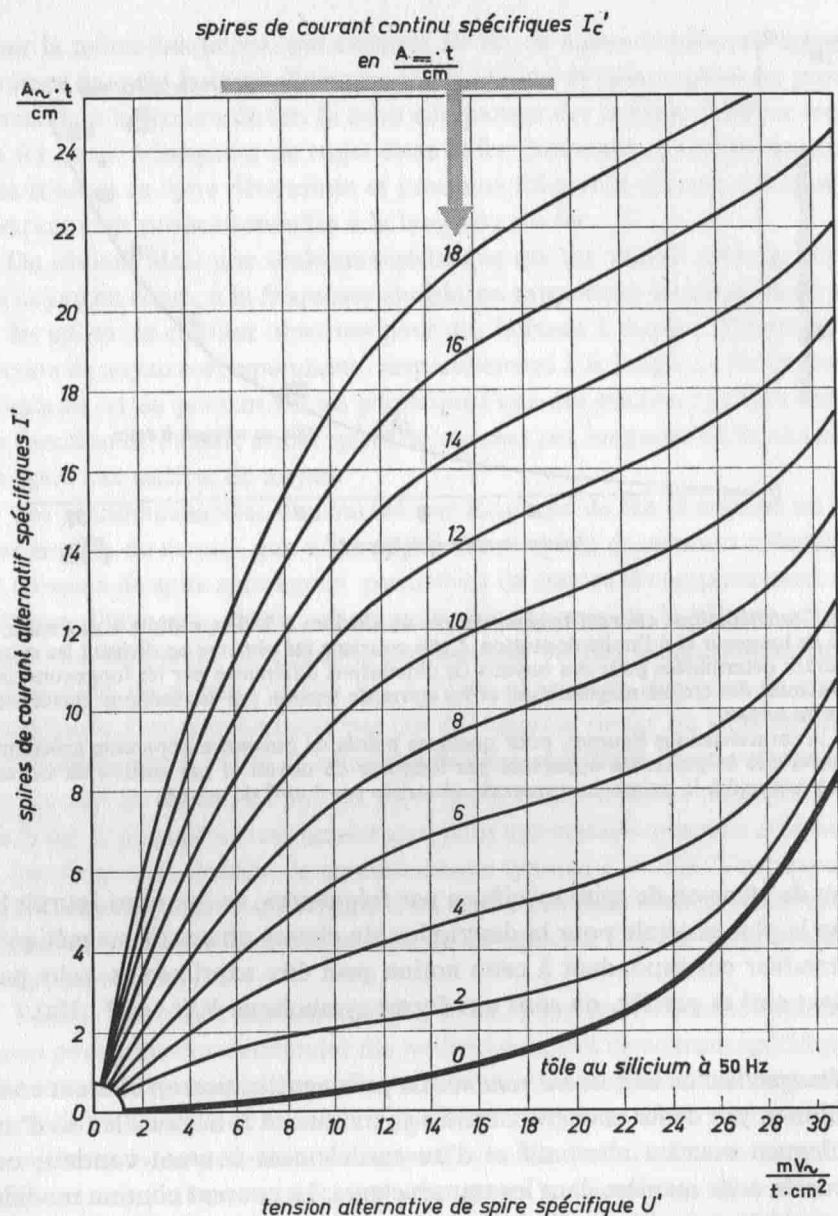


Fig. 4. Spires de courant alternatif spécifiques I' en fonction de la tension de spire spécifique U' à 50 Hz, pour de la tôle au silicium prémagnétisée en courant continu. Cette prémagnétisation est donnée sous forme de spires de courant continu spécifiques I_c' , c'est-à-dire le courant continu réduit à une seule spire et rapporté à la longueur du trajet pour le champ continu magnétique. Les spires de courant continu spécifiques font office de paramètre. Il s'avère que, pour une tension alternative donnée, la bobine à noyau de fer laisse passer plus de courant alternatif lorsque le noyau est prémagnétisé à l'aide de courant continu. Les caractéristiques sont valables pour le cas où la magnétisation courant continu et la magnétisation courant alternatif ont le même sens et ne sont donc pas, par exemple, perpendiculaires entre elles.

lorsqu'on utilise de la tôle au silicium, à 50 Hz. Sur la fig. 4 nous avons tracé le nombre de spires de courant alternatif par longueur de fer en fonction de la tension alternative de spire par section de noyau, les spires de courant continu par longueur de fer servant de paramètre. De tels graphiques sont nécessaires pour le calcul des transducteurs.

d. Entrefer; le champ magnétique dans l'air. Dans un noyau de fer, on peut ménager un entrefer suivant une section transversale, de sorte que sur une partie du trajet, le fer est remplacé par de l'air. Cela modifie notablement les propriétés du maillon magnétique. Si l'entrefer est étroit, c'est-à-dire si le trajet dans l'air est court par rapport aux dimensions transversales du noyau, le champ dans l'air est limité pratiquement à la même section que dans le fer. Dans ce cas, il est très facile de tenir compte de l'influence de l'entrefer. La tension que le champ alternatif engendre dans une spire embrassant ce champ est la même, que le champ se trouve dans le fer ou dans l'air. Toutefois, pour faire parcourir par ce champ un trajet de longueur déterminée, il faut, pour une même section, un nombre des spires de courant beaucoup plus grand dans l'air que dans le fer. Un champ qui, à 50 Hz, engendre dans une spire embrassant 1 cm^2 de section, une tension alternative efficace de 1 mV requiert 253,3 ampèretours alternatifs pour parcourir une longueur d'air de 1 cm. Dans des bobines sans noyau de fer (bobines à air), le courant alternatif est proportionnel à la tension alternative. Dans un graphique, la caractéristique courant-tension des bobines à air est donc une droite. La fig. 5 représente un tel graphique; il donne les valeurs du courant et de la tension réduites à une

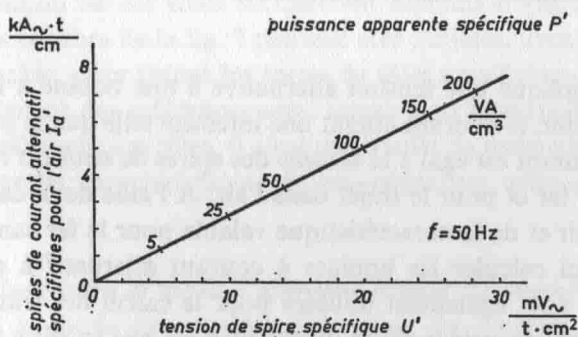


Fig. 5. Ligne de magnétisation pour l'air à 50 Hz. La figure donne la caractéristique courant-tension d'une bobine à air, à champ homogène, à 50 Hz, réduite à une seule spire et aux dimensions unitaires. Une telle bobine peut être réalisée par un toroïde à enroulement serré dont l'axe circulaire est long comparativement au diamètre d'une spire; le noyau est de l'air ou en une matière non magnétique. La caractéristique donne, pour quelques points, la puissance apparente spécifique.

seule spire et à des dimensions unitaires, valables pour l'air, à la fréquence de 50 Hz.

Pour des fréquences autres que 50 Hz, s'applique ce qui est mentionné à la page 8; en d'autres termes, pour engendrer $1 \text{ mV}/(\text{t} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz})$ dans l'air il faut $50 \times 253,3 \text{ A} \cdot \text{t}/\text{cm} = 12,665 \text{ kA} \cdot \text{t}/\text{cm}$. Le graphique correspondant est représenté sur la fig. 6 qui donne donc les valeurs, valables pour l'air, du courant et de la tension, réduites à une seule spire, aux dimensions et à la fréquence unitaires.

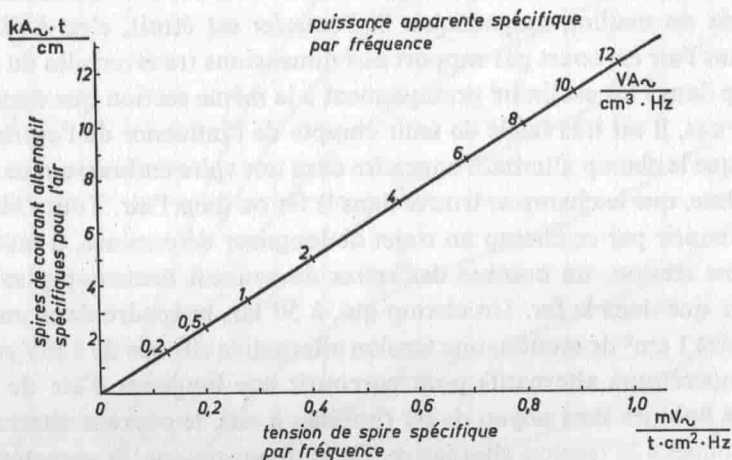


Fig. 6. Ligne de magnétisation générale pour l'air. La figure donne la caractéristique courant alternatif-tension pour des bobines à air, à champ homogène réduite à une seule spire, aux dimensions et à la fréquence unitaires. La caractéristique donne, pour quelques points, la puissance apparente par volume et par fréquence.

Lorsqu'on applique une tension alternative à une bobine à noyau de fer muni d'un entrefer, le courant atteint une intensité telle que le montant total des spires de courant est égal à la somme des spires de courant requises pour le trajet dans le fer et pour le trajet dans l'air. A l'aide de la caractéristique valable pour l'air et de la caractéristique valable pour le fer sans prémagnétisation, on peut calculer les bobines à courant alternatif à entrefer. Ces caractéristiques sont également utilisées pour le calcul des transformateurs à dispersion dans lesquels le trajet dans l'air n'est pas en série avec le trajet dans le fer, mais en parallèle avec ce dernier.

e. Charge d'un enroulement secondaire. Lorsqu'on branche l'enroulement primaire d'une bobine à noyau de fer sur le secteur alternatif, une tension alternative prend naissance aux bornes d'un enroulement secondaire. Si la

dispersion est négligeable, c'est-à-dire si tout le champ primaire traverse l'enroulement secondaire, la tension de spire secondaire est égale à la tension de spire primaire, pour autant que nous fassions abstraction des pertes ohmiques dans l'enroulement primaire.

Lorsqu'une charge est connectée à l'enroulement secondaire, un courant circule; celui-ci modifierait le champ alternatif, et partant la tension de spire, s'il n'était que le secteur maintient cette tension constante. Pour obtenir ce résultat, le secteur ajoute au courant de magnétisation primaire initial un courant dont les spires de courant sont égales et opposées à celles de l'enroulement secondaire. Ce courant est donc, en première approximation, indépendant des propriétés magnétiques du noyau.

Nous terminons ici la description du champ magnétique comme phénomène courant-tension. Nous y reviendrons, en la développant encore quelque peu, dans l'exposé relatif au transformateur à dispersion.

f. Graphique du courant de magnétisation pour le fer sans et avec prémagnétisation, et pour l'air. Sur la fig. 7, nous avons résumé, pour l'usage pratique, toutes les données dont le principe a été exposé séparément à l'aide des fig. 3, 4 et 5. Le graphique est valable pour une fréquence de 50 Hz. En ce qui concerne le fer, les données ont été calculées à partir de mesures effectuées sur des noyaux de fer constitués par des tôles au silicium empilées des deux côtés, sans entrefer. Comme section du noyau, on a pris la section totale de celui-ci, y compris l'isolement usuel entre les tôles; comme longueur du noyau, on a pris la longueur moyenne, voir par exemple l_{fe} sur la fig. 12. On peut obtenir de la tôle au silicium à diverses valeurs des pertes. Les caractéristiques de magnétisation de ces tôles ne diffèrent cependant pas notablement, de sorte que les courbes de la fig. 7 peuvent être utilisées, avec une approximation raisonnable, pour toutes les sortes de tôles au silicium normales. Etant donné qu'il existe des tolérances assez larges dans la matière des noyaux et lors de l'empilement des tôles, il n'est guère utile de rechercher une précision extrême pour les caractéristiques de magnétisation telles que représentées sur la fig. 7.

g. Comparaison entre le mode d'approche exposé du magnétisme et le mode usuel. Dans le mode de considération usuel du magnétisme, on part en général des forces pouvant se produire dans des champs magnétiques constants. Dans ce mode s'adapte la description des propriétés magnétiques des matières à l'aide d'une courbe $B-H$ statique; en effet, d'origine, l'induction B et l'intensité de champ H sont définies à l'aide de forces. En réalité cependant, les courbes $B-H$ statiques de la tôle au silicium et d'autres matières

ferromagnétiques ne se mesurent pas à l'aide de forces, ni d'une manière statique. En effet, ces courbes sont déduites de données courant-tension fournies par des mesures électriques. Ces mesures s'effectuent soit à l'aide de courant continu (mise en circuit, mise hors circuit ou commutation), ou bien par le relevé de boucles d'hystérésis à l'aide d'un courant alternatif d'intensité variable. Des courbes $B-H$ statiques obtenues, on déduit les effets de courant alternatif électrique de la matière magnétique à l'aide de la loi de l'induction, c'est-à-dire à l'aide du quotient différentiel dB/dt et on calcule les valeurs efficaces cherchées des courants et des tensions par l'intégration de fonctions sinusoïdales et autres fonctions du temps.

Un examen détaillé de cette méthode prouve que les phénomènes magnétiques sont mesurés uniquement sous forme de variations de courants électriques et de tensions, et non sous forme d'effet de forces. De plus, il s'avère qu'entre le début et la fin de la méthode suivie, on introduit une partie n'exerçant aucun effet, à savoir la courbe $B-H$ statique.

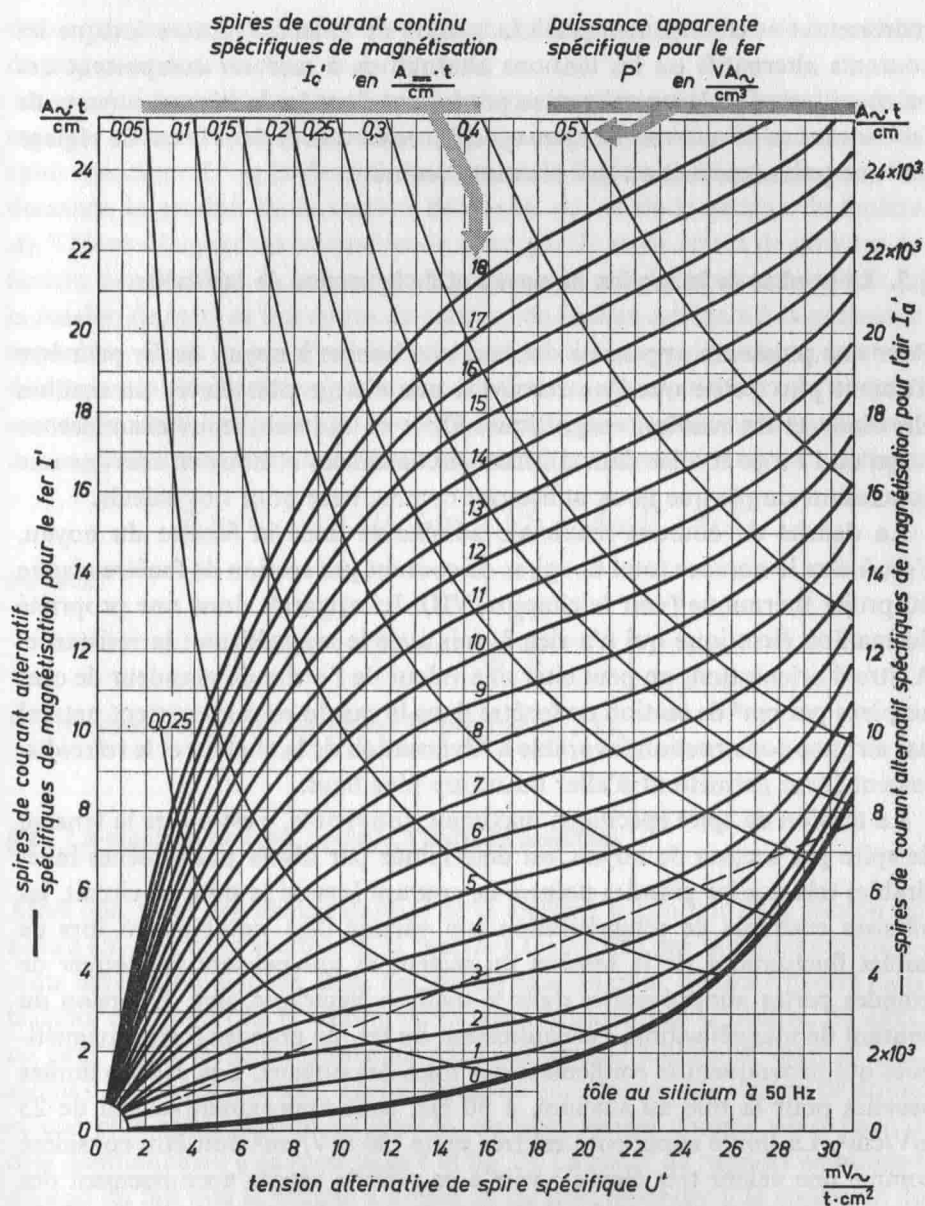
Notre mode de considération du magnétisme n'est rien d'autre qu'une conséquence logique de ce qui précède. Les phénomènes magnétiques sont considérés en tout premier lieu comme des phénomènes d'induction, c'est-à-dire comme des phénomènes de variations électriques. Nos considérations sur le magnétisme sont donc basées sur des essais effectués à l'aide de tensions alternatives sinusoïdales et des courants alternatifs qui en résultent.

La méthode utilisée dans la suite de cet ouvrage, consistant à réduire les courants et les tensions à une seule spire et à les rapporter à la longueur et à la section du trajet magnétique, est connue depuis longtemps. Par contre, nous éliminons le détour usuel par la courbe $B-H$ et la différentiation du flux en fonction du temps, par l'introduction de la notion de tension de spire par fréquence.

Dans nos considérations relatives au magnétisme, nous ne supposons du lecteur que la connaissance des notions électriques de courant alternatif, de tension alternative, de fréquence et de déphasage.

Enfin, une remarque d'ordre pratique. Les instruments de mesure à cellules

Fig. 7. Spires de courant alternatif spécifiques de magnétisation I' de la tôle au silicium en fonction de la tension alternative de spire spécifique U' pour diverses valeurs des spires de courant continu spécifiques de magnétisation I_c' . On entend par là: les spires de courant alternatif efficaces par longueur de fer, la tension alternative de spire efficace par section de noyau, respectivement les spires de courant continu par longueur de fer pour lesquelles le champ continu a le même sens que le champ alternatif. L'échelle des tensions indiquée est valable pour 50 Hz. Les courbes sont utilisables pour les tôles au silicium usuelles. L'influence de l'épaisseur de la tôle (0,35 à 1 mm) et du coefficient des pertes



(1,3–3,5 W/kg) peut être négligée. La courbe donne en outre les spires de courant alternatif spécifiques de magnétisation pour l'air I_a' (spires de courant efficaces par longueur d'entrefer) en fonction de U' , et les courbes de même puissance apparente spécifique P' (puissance par volume de noyau. Comme volume de noyau, on a considéré le produit de la section du noyau et de la longueur du fer).

Le graphique peut être utilisé pour des fréquences arbitraires lorsqu'on porte en abscisses la tension de spire spécifique par fréquence. Les valeurs indiquées sur l'axe des abscisses doivent alors être divisées par 50; l'unité devient alors $mV/(t \cdot cm^2 \cdot Hz)$.

redresseuses ne conviennent pas à la mesure de valeurs efficaces lorsque les courants alternatifs ou les tensions alternatives à mesurer comportent des harmoniques. Ces harmoniques se produisent dans les bobines à noyaux de fer dans le cas de tensions de spire spécifiques élevées et dans le cas de réglage par une prémagnétisation par courant continu.

§ 5. Le produit de la section du noyau et de la section de la fenêtre

Pour une puissance apparente donnée, une bobine à noyau de fer peut être d'autant plus petite que l'on recourt à une charge plus élevée du maillon électrique et du maillon magnétique. Dans ce qui suit, nous examinerons jusqu'où l'on peut aller dans diverses circonstances et nous en tirerons une conclusion simple que nous utiliserons comme base pour nos calculs.

La densité de courant maximale admissible dans la fenêtre du noyau, c'est-à-dire le nombre total de spires de courant par section de fenêtre résulte du projet thermique (voir le chapitre VII). Ici apparaît donc une propriété du maillon électrique qui n'a rien à voir avec le magnétisme: la résistance. A titre d'orientation, on peut citer une valeur de l'ordre de grandeur de cent ampères par cm^2 de section de fenêtre dans le cas du refroidissement naturel par air; une construction favorable à l'évacuation de la chaleur et le refroidissement forcé permettent d'aller beaucoup plus haut.

La tension de spire spécifique maximale admissible, c'est-à-dire la tension de spire par section de noyau, est déterminée par divers phénomènes indésirables tels que les grandes pointes de courant lors de la mise en circuit, les intenses courants de magnétisation qui varient déjà notablement lors de faibles fluctuations de la tension du secteur et qui peuvent provoquer de grandes pertes additionnelles dans le maillon électrique, une distorsion du courant de magnétisation, l'échauffement du fer, de grandes forces magnétiques qui provoquent le ronflement des tôles des noyaux. Les valeurs limites usuelles pour la tôle au silicium, à 50 Hz, sont approximativement de 25 mV/cm^2 . La limite supérieure est très nette (30 mV/cm^2 doit être considéré comme une valeur très élevée); voir à ce sujet le rapide accroissement des spires de courant alternatif spécifiques de magnétisation sur la fig. 7, la courbe $I_c' = 0$ pour cette valeur. D'une façon générale, un constructeur pourra donc réaliser plus facilement des économies en augmentant la charge des conducteurs qu'en augmentant la charge du fer.

Lorsque la puissance apparente requise de la bobine est donnée, on connaît également le produit de la tension de spire et des spires de courant de fenêtre. Les valeurs maximales admissibles de la tension de spire spécifique et de la

densité de courant de fenêtre fixent alors également le produit de la section du noyau et de la section de la fenêtre.

Les relations entre les grandeurs mentionnées peuvent être formulées de la manière suivante. Supposons que la puissance apparente P , la tension de spire spécifique U' et la densité de courant de fenêtre S soient données. On demande le produit de la section de noyau A_{fe} et de la section de fenêtre A_f . * Nous désignerons la tension de spire par U et les spires de courant de fenêtre par I_f . Dans le cas simple d'une bobine d'inductance, le produit de la tension de spire et des spires de courant de fenêtre est égale à la puissance apparente. Dans le cas d'un transformateur, il faut tenir compte, pour la détermination des spires de courant de fenêtre, non seulement du courant secondaire mais également du courant primaire, tandis pour un transducteur, il faut considérer, outre le courant alternatif, le courant continu de réglage.

$$P = U_n I_n = nU \cdot I_f/n = UI_f = A_{fe} U' \cdot A_f S$$

ou bien:

$$A_{fe} A_f = \frac{P}{U' S}.$$

Notre construction est basée sur le produit $A_{fe} A_f$.

§ 6. La manière de tenir compte d'autres conditions

Alors que, pour une charge donnée de la matière, le produit de la section du noyau (A_{fe}) et de la section de la fenêtre (A_f) est fixé par la puissance apparente requise, on dispose, dans des limites raisonnables, de toute liberté dans le choix du rapport de la section du noyau à la section de la fenêtre. En effet, on peut traiter la même puissance avec une grande tension de spire et avec moins de spires de courant, c'est-à-dire avec une plus grande section de noyau et une plus petite section de fenêtre, ou inversement comme nous l'avons déjà mentionné au § 4a (voir page 6 et fig. 2). Le choix du rapport mentionné dépend du fait que la bobine à noyau de fer doit répondre à la condition de volume minimal, de masse minimale ou de prix minimal. Les directives à suivre dans chacun de ces cas sont simples. Pour un volume minimal, il faut que le volume de l'enroulement soit approximativement égal à celui du noyau; pour la masse minimale, il faut que les deux masses soient grosso

* Nous utiliserons pour le symbole du noyau et des conducteurs, respectivement les symboles chimiques «*fe*» et «*cu*».

modo égales et pour le prix minimal, les deux prix doivent être approximativement égaux. Cela s'explique de la manière suivante :

Lorsque le produit de deux nombres ou grandeurs variables est constant, leur somme est minimale lorsque ces deux nombres sont égaux. Or, le volume, la masse ou le prix de la bobine est la somme de la partie «noyau» et de la partie «enroulement». Si, dans nos calculs, le produit du *volume* du noyau et du volume de l'enroulement était fixé par la puissance apparente requise, les directives venant d'être mentionnées fourniraient des résultats exacts. Malheureusement, la puissance apparente requise ne fixe pas le produit des *volumes* mais le produit de la *section* du noyau et de la section de la fenêtre. Toutefois, le noyau et l'enroulement étant conjugués comme deux maillons d'une chaîne, la longueur de l'axe de l'un des maillons est essentiellement déterminée par la section de l'autre, et inversement. De ce fait, pour un produit constant des sections, le produit des volumes peut aussi être considéré grosso modo comme constant. L'erreur commise en déterminant un minimum suivant les directives précitées dépend de la forme du noyau et de l'enroulement.

Les minima considérés ne sont pas nets, c'est-à-dire que l'on peut s'écarter assez bien du rapport de la section du noyau à la section de la fenêtre sans que le volume, la masse ou le prix dépassent notablement le minimum. De ce fait, il est généralement possible de construire une bobine à noyau de fer répondant approximativement à la fois à deux conditions, donc, par exemple, une bobine qui n'est que légèrement plus grande que la plus petite réalisable et légèrement plus coûteuse seulement que la meilleur marché, de même puissance apparente et pour une même charge de la matière.

Dans certains cas, on recherche non pas un minimum, mais une limite idéale, par exemple un transformateur à rendement élevé ou une bobine d'inductance à très faible résistance. Dans ces exemples, les limites idéales sont 100 % et 0 ohm. La détermination du rendement est exposée au chapitre VII, § 7, pag. 63. D'une façon générale, le rendement est plus élevé et la résistance est plus basse lors d'une réduction de la charge de la matière, c'est-à-dire lors d'une augmentation de la section du fer et de la section de la fenêtre, et, partant, du volume de la bobine. Pour la formulation d'une telle condition, il faudra donc comparer, par exemple, l'amélioration du rendement et l'augmentation de volume, de la masse ou du prix.

Chapitre II

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR

Le transformateur occupe une place particulière dans notre exposé. D'une part, son calcul est très simple lorsqu'on se limite à l'essentiel, et c'est pourquoi nous commencerons par le calcul d'un transformateur. D'autre part, les phénomènes qui sont essentiels dans les autres types de bobines se produisent également dans le transformateur comme effet secondaire. Ces effets secondaires peuvent être traités au mieux après le calcul des autres types de bobines.

Dans un transformateur, les spires de courant de fenêtre sont constituées par les spires de courant primaire et par les spires de courant secondaire. Lorsque nous négligeons le courant de magnétisation (courant à vide) dans l'enroulement primaire, les spires de courant primaire sont égales aux spires de courant secondaire (voir le chapitre I, § 4e). En ce qui concerne la section de fenêtre requise, les spires de courant de fenêtre totales sont donc égales au double du nombre de spires de courant secondaire.

Le calcul simplifié s'effectue de la manière suivante. Données: la tension de secteur U_1 ainsi que la tension secondaire U_2 et le courant secondaire I_2 demandés par le circuit d'utilisation. Nous désignerons par n_1 le nombre inconnu de spires primaires, par n_2 le nombre inconnu de spires secondaires, par U la tension de spire et par I_f les spires de courant de fenêtre totales. En négligeant le courant à vide primaire on a:

$$I_f = n_1 I_1 + n_2 I_2 \approx 2 n_2 I_2.$$

Si l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire sont enroulés si près l'un de l'autre que pratiquement tout le champ magnétique primaire traverse également l'enroulement secondaire (c'est-à-dire que la dispersion est négligeable), la tension de spire secondaire est égale à la tension de spire primaire:

$$U = \frac{U_1}{n_1} \approx \frac{U_2}{n_2} . *$$

* Dans cette considération fondamentale, nous négligeons la résistance de l'enroulement primaire.

Le produit courant-tension à traiter est donc :

$$P = U I_f = 2 U_2 I_2.$$

La tension de spire est égale au produit de la tension de spire spécifique U' et de la section de noyau A_{fe} :

$$U = A_{fe} U'.$$

Les spires de courant de fenêtre sont égales au produit de la densité de courant de fenêtre S et de la section de fenêtre A_f :

$$I_f = A_f S.$$

Le produit des sections $A_{fe} A_f$ qui détermine, dans une mesure importante, les dimensions d'une bobine à noyau en fer devient donc ici égal à :

$$A_{fe} A_f = \frac{P}{U' S} = \frac{2 U_2 I_2}{U' S}.$$

En ce qui concerne la tension de spire spécifique maximale admissible U' , il y a lieu de se référer aux considérations émises à la page 16; pour le choix de la densité de courant de fenêtre, voir la chapitre VII, en particulier le § 7, page 61.

Si nous désirons construire par exemple un transformateur à volume minimal, le volume du noyau V_{fe} doit être approximativement égal au volume de l'enroulement V_e donc :

$$V_{fe} \approx V_e$$

expression dans laquelle le volume du noyau est donné par le produit de la section du noyau et de sa longueur moyenne, donc $A_{fe} l_{fe}$, et le volume de l'enroulement est le produit de la section de la fenêtre et de la longueur moyenne d'une spire, donc $A_f l_e$. La longueur du noyau et la section de la fenêtre sont déterminées par la forme de la tôle. La longueur de l'enroulement et la section du noyau dépendent également de la tôle, mais en outre aussi de la hauteur d'empilement des tôles.

Pour que la masse totale soit minimale, il faut que la masse du noyau soit approximativement égale à celle de l'enroulement. On a alors comme condition :

$$\gamma_{fe} V_{fe} \approx \gamma_e V_e,$$

dans laquelle γ_{fe} et γ_e représentent respectivement les masses spécifiques du noyau de fer et de l'enroulement. Les masses spécifiques du fer, du cuivre et de l'aluminium sont respectivement 7,8 g/cm³, 8,9 g/cm³ et 2,7 g/cm³. Le

noyau de fer comporte en général un faible pourcentage de matière isolante et c'est pourquoi γ_{fe} est approximativement égal à 7,5 g/cm³. D'une façon générale, l'enroulement comporte, outre le cuivre ou l'aluminium, une quantité importante de matière isolante et, dans le cas d'enroulement non imprégné, également de l'air. La masse spécifique de la matière isolante, telle que le coton et le papier peut être posée égale à environ 1 g/cm³, celle de compound à base de brai à environ 1,1 g/cm³, et celle de polyester therm durcissant à par exemple 1,8 g/cm³. γ_e variera donc notablement suivant le projet. Les calculs et l'expérience ont prouvé que, d'une façon générale, pour les enroulements en cuivre, on obtient une masse minimale lorsque $A_{fe} \approx A_f$; par contre, pour les enroulements en aluminium, il faut que $A_{fe} < A_f$.

Pour obtenir le prix minimal, il faut que le prix du noyau soit grosso modo égal à celui de l'enroulement. Si nous désignons par p_{fe} le prix par unité de masse du noyau monté et par p_e celui de l'enroulement achevé, nous obtenons, en première approximation :

$$p_{fe} \gamma_{fe} V_{fe} \approx p_e \gamma_e V_e.$$

Etant donné que p_{fe} et p_e dépendent non seulement du prix de la matière, mais également de la main d'oeuvre, des frais des machines, etc., il est difficile d'en dire quelque chose, et nous devons nous contenter de formuler la remarque générale qu'on utilisera proportionnellement plus de fer lorsqu'on utilise des sortes de fil plus coûteux pour l'enroulement et inversement.

Il y a lieu de noter qu'il est plus facile de bobiner une carcasse de section carrée qu'une carcasse de section rectangulaire. Aussi choisit-on, en pratique, comme hauteur d'empilement des tôles, des valeurs comprises entre 3/4 et 2 fois la largeur du noyau, avec une préférence pour la valeur 1.

Si, en se basant sur les considérations et les calculs ci-dessus, on est arrivé à une section de noyau (et une section de fenêtre) déterminée, on peut calculer la tension de spire U et de là, le nombre de spires primaires n_1 ainsi que le nombre de spires secondaires n_2 .

Chapitre III

CALCUL D'UNE BOBINE D'INDUCTANCE

Dans le transformateur, nous avons pu négliger en premier instance le courant de magnétisation. Dans la bobine d'inductance, le courant est uniquement un courant de magnétisation et est fonction de la tension. Cette fonction, valable pour 50 Hz, est représentée pour le fer à la fig. 3 (page 9) et pour l'air à la fig. 5 (page 11). Des ces graphiques il ressort que, pour une tension de spire spécifique donnée, l'air demande beaucoup plus d'ampères-tours par unité de longueur que le fer, c'est-à-dire que dans un volume d'air donné, on peut loger beaucoup plus de puissance réactive que dans le même volume de fer. Etant donné qu'en outre l'air est beaucoup plus léger que le fer, et qu'il ne coûte rien, il constitue la matière toute indiquée pour les bobines d'inductance. Aussi basons-nous le calcul d'une bobine d'inductance à *fer* sur le volume d'*air* d'un entrefer, ce qui peut paraître paradoxal.

Pour des raisons d'ordre pratique, il est impossible de se passer d'un noyau de fer. En effet, celui-ci constitue pratiquement un court-circuit pour le champ magnétique et est nécessaire pour constituer du petit trajet d'air, avec un trajet de fer, un maillon magnétique fermé qui traverse et entoure l'enroulement. Toutefois, le risque de surcharge du fer et le développement de chaleur du conducteur nous lient cependant, tout comme dans le transformateur, à une tension de spire spécifique et à une densité de courant de fenêtre (à partir de la puissance apparente donnée, la section du noyau et la section de l'enroulement, le courant ne devant évidemment être compté ici qu'une seule fois).

Les dimensions de la bobine d'inductance étant ainsi déterminées sur base des charges admissibles, il faut veiller à ce que le courant (qui, ne le perdons pas de vue, est purement un courant de magnétisation), se règle à l'intensité requise. Comme nous l'avons vu, cela s'obtient par un dimensionnement judicieux de l'entrefer. La longueur de trajet du champ magnétique dans l'entrefer doit être si grande que les spires de courant de la bobine d'inductance soient égales aux spires de courant de magnétisation dans l'air requis pour la tension de spire exacte. Toutefois, comme le fer demande également des spires de courant pour le trajet du champ magnétique qui y passe, l'entrefer est donc rendu plus court. Le nombre de spires de courant requises

pour la longueur du fer est déterminé à l'aide de la fig. 3. La longueur d'air nécessaire pour traiter les spires de courant restantes se calcule à l'aide de la «courbe air» de la fig. 5.

Le calcul s'effectue de la manière suivante. Données: la tension U_n appliquée à la bobine et l'intensité de courant I_n qui y circule; la puissance apparente à traiter est $P = U_n I_n$ et le produit de la tension de spire U et des spires de courant de fenêtre I_f c'est-à-dire $UI_f = P$. La tension par spire spécifique admissible U' et la densité de courant S dans la fenêtre étant fixées, nous obtenons le produit de la section du noyau et de la section de la fenêtre $A_{fe} A_f = P/(U'S)$. Pour obtenir par exemple le volume minimal, nous posons à nouveau le volume du noyau approximativement égal au volume de l'enroulement, après quoi nous pouvons choisir une tôle et une hauteur d'empilement appropriées en conservant les valeurs de $A_{fe} A_f$. Soit l la longueur du trajet total du champ magnétique dans la tôle choisie. Déterminons maintenant la largeur l_a de l'entrefer.

Le fer prend pour son compte $I_{fe} = I' l_{fe}$, l_{fe} étant la longueur du fer que nous pouvons donc poser approximativement égale à l ; I' se déduit de la fig. 3, à l'aide de U' . Les spires de courant restantes I_a , qui doivent être absorbés par l'entrefer sont:

$$I_a = I_f - I_{fe} = I_a' l_a .$$

Le montant des spires de courant air spécifiques I_a' , se déduit de la ligne «air» de la fig. 5, à l'aide de la tension de spire spécifique U' . On peut alors calculer la longueur d'entrefer requise:

$$l_a = \frac{I_a}{I_a'} .$$

Enfin, le nombre de spires se déduit de la tension de spire U :

$$n = \frac{U_n}{U} ,$$

expression dans laquelle U est déterminée par

$$U = A_{fe} U' .$$

Pour le transformateur travaillant à pleine charge, nous avons négligé l'influence des propriétés magnétiques du noyau de fer sur les spires de courant de fenêtre; en effet, normalement ces spires de courant sont déterminées essentiellement par les spires de courant secondaire. Dans la bobine

d'inductance, nous n'avons traité les spires de courant nécessaires pour la longueur du fer que comme correction, parce que, dans ce dernier cas, les spires de courant dépendent essentiellement de l'entrefer. Par contre, le fonctionnement du transducteur, que nous calculerons au chapitre suivant, est basé entièrement sur les propriétés magnétiques du noyau de fer.

Chapitre IV

CALCUL D'UN TRANSDUCTEUR

§ 1. Généralités

La magnétisation par courant continu modifie les propriétés magnétiques du fer, mais non celles de l'air. C'est pour cette raison que, contrairement à une bobine d'inductance usuelle, le transducteur ne comporte pas d'entrefer.

En principe, un transducteur comprend un enroulement courant alternatif et un enroulement courant continu bobinés sur un même noyau. Afin d'éviter la présence d'une tension alternative aux bornes de l'enroulement courant continu, le transducteur est constitué, de préférence, dans sa forme de réalisation pratique, par deux bobines d'inductance courant alternatif identiques placées à une certaine distance l'une de l'autre et laissant subsister un espace dans la fenêtre. Un enroulement courant continu commun, disposé autour des deux enroulements mentionnés, embrasse les deux noyaux (voir la fig. 8). Les enroulements courant alternatif sont bien souvent interconnectés en série, de façon que les tensions alternatives qu'elles induisent dans l'enroulement courant continu se compensent.

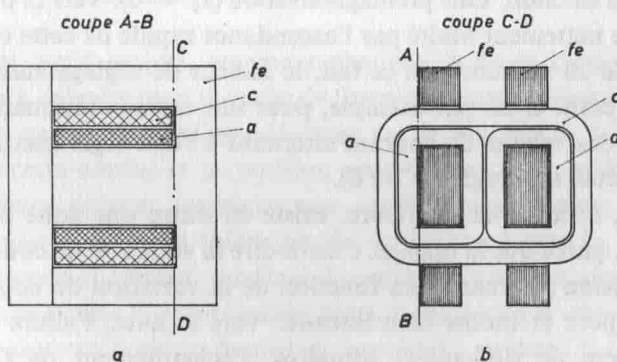


Fig. 8. Croquis de principe d'un transducteur. Deux noyaux de fer identiques fe portent chacun un enroulement courant alternatif a à même nombre de spires. Ils portent en outre un enroulement courant continu c . Les enroulements courant alternatif sont montés de façon qu'il ne se produise pas de tension alternative dans l'enroulement courant continu. La figure a est une coupe des enroulements et la figure b une coupe des noyaux.

Etant donné que, dans cette forme de construction, le champ alternatif et le champ continu régulateur existent simultanément dans toutes les parties du noyau, le fer est entièrement utilisé. De ce fait, nous obtenons, pour une puissance apparente déterminée, le plus petit transducteur avec la plus grande gamme de réglage. Dans nos considérations nous nous limiterons à ce type.

Aux bornes d'un transducteur il peut se produire, suivant les circuits dans lesquels il est inséré et suivant le courant continu de réglage, de nombreuses combinaisons de tension et de courant alternatifs. Dans un diagramme courant-tension, chacune de ces combinaisons peut être représentée par un point. Lorsque, au cours du réglage, plusieurs de ces points sont parcourus, on obtient une courbe que nous appellerons courbe de fonctionnement. Une telle courbe représente donc les conditions qu'il y a lieu d'imposer à un transducteur déterminé à calculer.

Au § 2, nous indiquerons comment ce transducteur peut être calculé à l'aide du graphique de magnétisation valable pour les spires de courant spécifiques et pour les tensions de spire spécifiques, c'est-à-dire pour les valeurs du courant et des tensions réduites à une seule spire et à l'unité de longueur, respectivement à l'unité de section.

§ 2. La zone de fonctionnement utilisable dans le graphique de magnétisation

Nous examinerons d'abord comment on détermine, dans le graphique de la fig. 7 (page 15), la zone appropriée à notre but. Cette zone de fonctionnement est comprise entre des limites de caractères différents. Vers le bas, et partiellement aussi vers la droite, la limite extrême est formée par la caractéristique de la tôle au silicium, sans prémagnétisation ($I_c' = 0$). Vers la droite, le choix est en outre nettement limité par l'ascendance rapide de cette courbe dans le voisinage de 30 mV/cm^2 ; de ce fait, le facteur de réglage susceptible d'être obtenu est petit. C'est par exemple, pour une tension alternative constante, le quotient des valeurs du courant alternatif à l'état réglé maximal (I_c' maximal) et à l'état non réglé ($I_c' = 0$).

A droite, à la partie inférieure, existe en outre une zone plus ou moins inutilisable, parce que le réglage, c'est-à-dire la variation du courant alternatif et de la tension alternative en fonction de la variation du courant continu, y est trop petit et moins bien linéaire. Vers le haut, l'allure des lignes ne soulève guère de difficultés; toutefois, l'échauffement de l'enroulement, c'est-à-dire une propriété du maillon électrique, interdit le choix d'une valeur élevée des spires de courant alternatif spécifique I' . A la gauche du graphique, le choix est à nouveau limité par une propriété du maillon magnétique, car il s'y trouve une zone de réglage médiocre non linéaire. Dans cette zone, et

en particulier à la partie inférieure de gauche, le réglage requiert en outre une puissance continue anormalement grande.

§ 3. L'insertion d'une courbe de fonctionnement réduite dans la zone de fonctionnement utilisable

Après avoir indiqué ainsi les limites de la zone de fonctionnement utilisable de la fig. 7, nous passerons à l'insertion d'une courbe de fonctionnement linéaire dans cette zone de fonctionnement. Nous partons à cet effet, par exemple, d'un transducteur devant satisfaire aux conditions assez simples suivantes: au passage de l'état non réglé à l'état de réglage maximal, le courant alternatif dans le transducteur doit augmenter, tandis qu'en même temps la tension alternative à ses bornes doit diminuer. De plus, le transducteur est uniquement utilisé de façon que sa courbe de fonctionnement puisse être représentée par une droite dans un diagramme courant alternatif-tension alternative. On n'impose pas de conditions particulières à la relation entre le courant alternatif ou la tension alternative à régler et le courant continu régulateur.

Les données déterminantes pour un projet qui satisfait à ces conditions sont obtenues de la manière suivante. Les conditions imposées fixent la tension alternative et le courant alternatif du transducteur tant à l'état non réglé qu'à l'état de réglage maximal. De ce fait, le rapport des valeurs extrêmes de la tension et celui des valeurs extrêmes du courant sont déterminés; ces rapports sont évidemment valables aussi pour la tension alternative de spire spécifique U' et les spires de courant alternatif magnétisant spécifiques I' de la fig. 7.

Nous nous représentons, comme reproduction de la caractéristique du transducteur à calculer, une «courbe de fonctionnement réduite»*, de longueur variable, que nous pouvons déplacer sur le graphique de la fig. 7. La longueur de cette courbe et sa position sont déterminées par le fait que ses points extrêmes doivent satisfaire aux conditions suivantes: le point de fonctionnement à la partie inférieure de droite représente la combinaison tension maximale et courant minimal, le point de fonctionnement à gauche, à la partie supérieure, la combinaison tension minimale et courant maximal (ainsi que le courant continu de réglage maximal); de plus, il faut respecter les rapports donnés de la tension alternative maximale à la tension alternative minimale et du courant alternatif maximal au courant alternatif minimal lors du déplacement de la courbe de fonctionnement réduite sur le graphique.

* Le verbe «réduire» signifie ici passer à des grandeurs spécifiques.

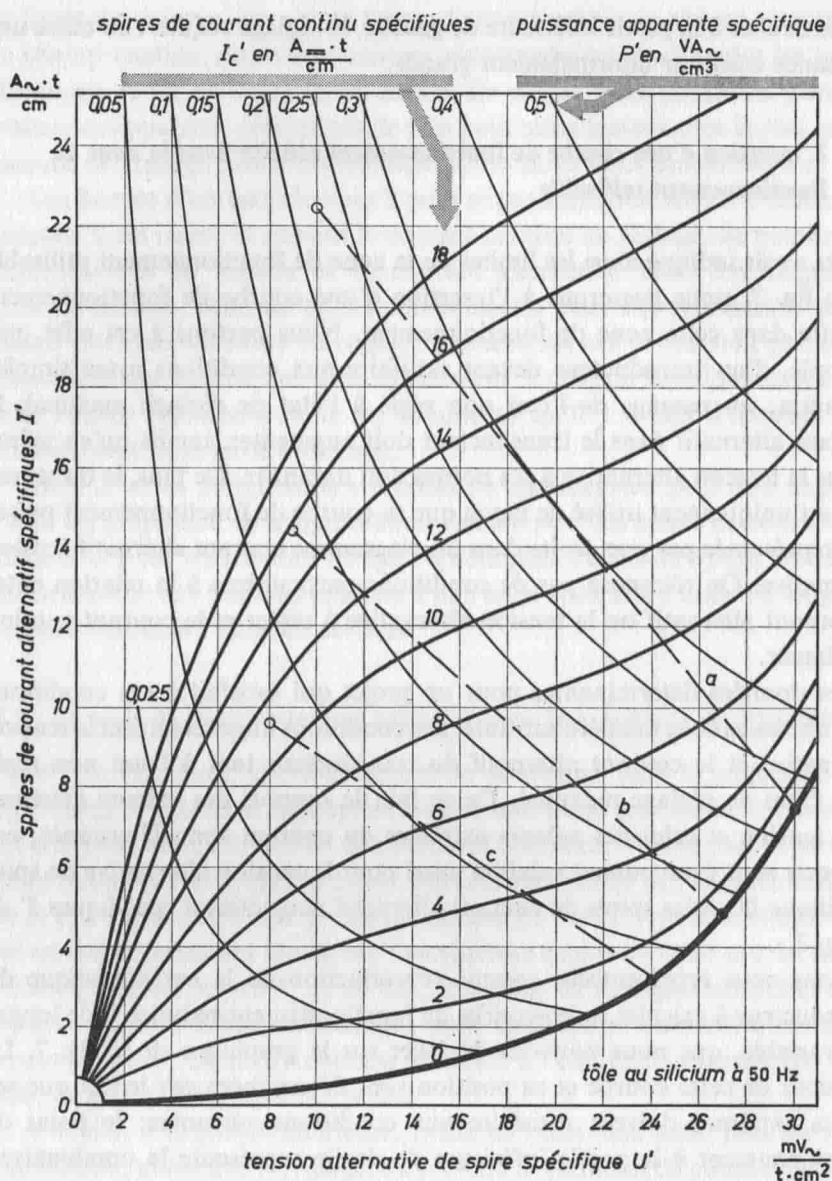


Fig. 9. Exemple de l'insertion d'une courbe de fonctionnement réduite, représentant la courbe de fonctionnement demandée du transducteur dans la graphique de la fig. 7, dont cette figure constitue une représentation simplifiée. On demande un réglage maximal de 3 : 1 pour la tension aux bornes du transducteur pour un réglage simultané de 1 : 3 de l'intensité du courant dans le transducteur. La figure montre trois possibilités d'insérer la courbe de fonctionnement: a, b et c. Le choix a fournit un petit transducteur. Toutefois, pour le réglage maximal, ce transducteur peut atteindre une température trop élevée; de plus, le réglage demande une variation nullement proportionnelle du courant continu. Le choix c fournit un transducteur inutilement volumineux. Le choix b constitue probablement un bon compromis entre les divers points de vue.

Pour obtenir de petits transducteurs, nous nous efforçons de loger cette courbe de fonctionnement réduite dans la zone des charges élevées du noyau et de la fenêtre. Nous essayons donc de parvenir au sommet supérieur de droite de la fig. 7, lorsque la courbe de fonctionnement demandée et les limites de la zone de fonctionnement utilisable le permettent. La fig. 9 illustre un exemple de la manière de procéder.

Dans notre exemple, nous nous sommes limités au cas simple dans lequel on demande une courbe de fonctionnement linéaire du transducteur à calculer. On peut imaginer divers circuits dans lesquels on désire régler le courant alternatif et la tension alternative à l'aide d'un transducteur. Dans chacun de ces circuits, la courbe de fonctionnement du transducteur cherché devrait alors être représentée par une autre courbe. En outre, dans un seul et même circuit, les autres éléments, par exemple les résistances ou les inductances, auraient d'autres valeurs, tandis qu'en outre la tension ou le courant de la source peut varier.

Il est donc évident qu'un transducteur peut non seulement balayer une courbe de fonctionnement déterminée, mais aussi toute une zone de fonctionnement dans laquelle son comportement dépend non seulement de ses propriétés, mais également de celles du circuit extérieur. Etant donné que nous envisageons ici le projet de transducteurs et non les circuits, les conditions que le circuit impose au transducteur doivent être reçues comme données.

Les dites données peuvent être résumées comme l'enveloppante d'une zone de fonctionnement dans un diagramme courant-tension, zone dans laquelle se trouvent donc toutes les courbes de fonctionnement, c'est-à-dire tous les points de fonctionnement du transducteur cherché. Tout comme nous avons adapté une courbe de fonctionnement réduite sur la fig. 9 dans la zone de fonctionnement utilisable, nous indiquerons, à l'aide de la fig. 11, la manière de procéder pour une surface de fonctionnement réduite.

§ 4. L'insertion d'une surface de fonctionnement réduite dans la zone de fonctionnement utilisable

On donne l'enveloppante de la zone de fonctionnement du transducteur cherché dans un diagramme courant-tension, par exemple le rectangle sur la fig. 10. Il nous faut insérer aussi bien que possible une surface de fonctionnement réduite correspondant à cette figure dans la zone de fonctionnement utilisable de la fig. 7 (voir la fig. 11). Pour la relation entre les deux figures la règle suivante s'applique: si deux points arbitrairement choisis de la zone décrite de la fig. 10 ont un rapport de courant déterminé et un rapport de

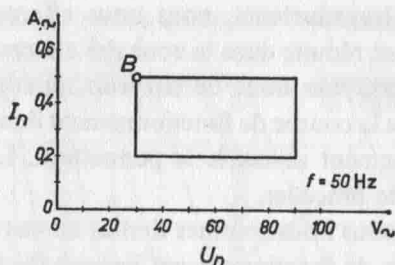


Fig. 10. Exemple de la zone de fonctionnement d'un transducteur à calculer. Dans notre exemple, dans un diagramme courant alternatif-tension, une enveloppante rectangulaire limite la zone dans laquelle se trouvent toutes les combinaisons courant-tension que le transducteur cherché devra traiter pour les diverses charges et dans les divers états de réglage. Dans notre exemple, le plus grand rapport de tension est 1 : 3 et le plus grand rapport de courant 1 : 2,5.

tension déterminé, les points correspondants de la surface de fonctionnement réduite à insérer dans la fig. 11 doivent avoir le même rapport de spires de courant alternatif spécifiques, et le même rapport de tensions de spires spécifiques.

Sur la fig. 11, on a tracé trois rectangles qui correspondent tous trois, dans le sens mentionné, à la zone de fonctionnement prescrite. Nous déterminerons celui de ces trois rectangles qui peut au mieux être choisi comme base pour le transducteur cherché. Le plus grand rectangle (au-dessus à droite) fournirait les plus petites dimensions, mais le transducteur ainsi calculé chaufferait probablement de trop à l'état réglé maximal (voir l'angle à gauche au-dessus) par suite de la grande charge de courant de l'enroulement courant alternatif et de l'enroulement courant continu. Pour le petit rectangle, à gauche au-dessous, cet inconvénient ne se produirait pas; toutefois, le transducteur calculé à l'aide de cette surface de fonctionnement réduite aurait des dimensions exagérées. Le rectangle moyen constitue un bon compromis entre les deux autres cas. De plus, la linéarité du réglage est un peu meilleure dans le rectangle central que dans le rectangle inférieur, c'est-à-dire que lorsque nous traversons la surface de fonctionnement suivant une courbe de fonctionnement déterminée, la distance entre deux courbes de magnétisation voisines varie le moins pour le rectangle central.

Nous formulerons ici encore quelques remarques au sujet de l'insertion d'une courbe de fonctionnement ou d'une surface de fonctionnement réduites. Lorsque nous avons choisi un emplacement déterminé pour la surface de fonctionnement sur le graphique de la fig. 7, il nous faut contrôler, à l'aide du paramètre courant continu, si I_c' (spires de courant continu spécifique) nécessaires pour le réglage maximal n'est pas notablement plus grand que

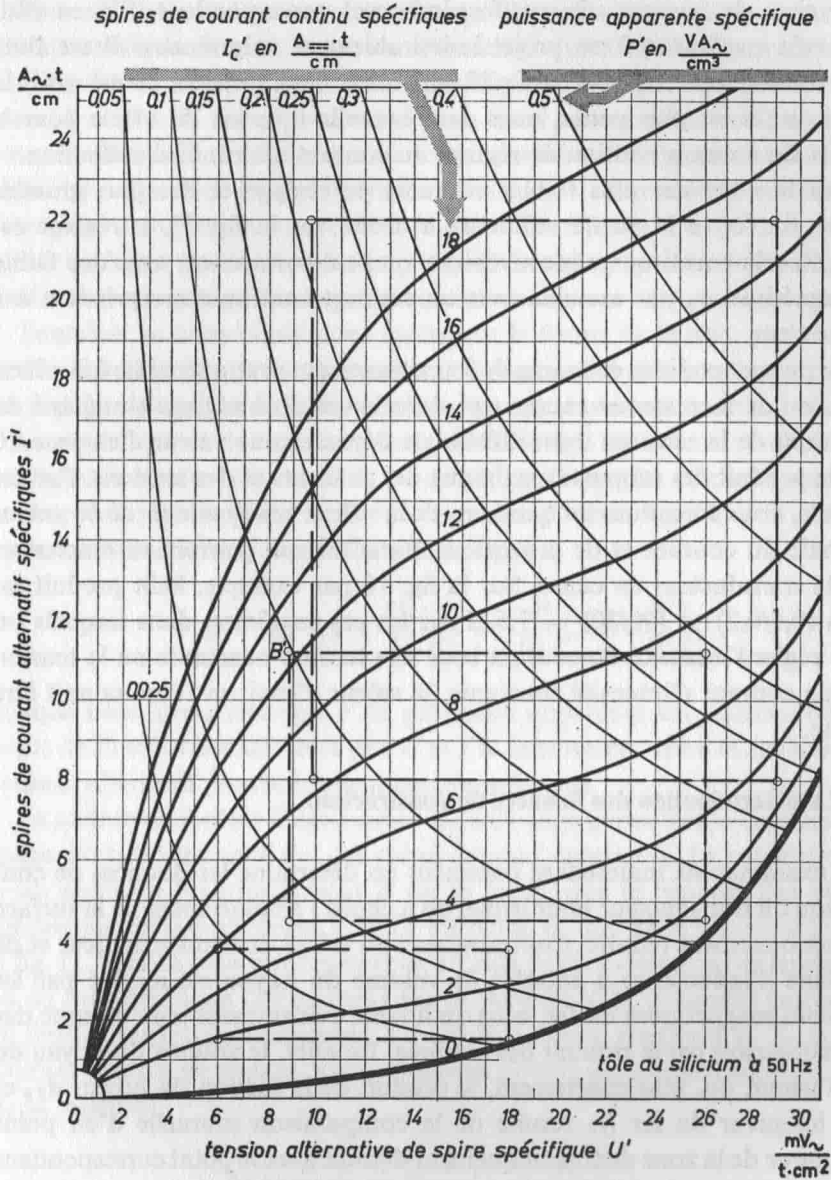


Fig. 11. Exemple de l'insertion d'une surface de fonctionnement réduite représentant la zone de fonctionnement demandée illustrée sur la fig. 10, d'un transducteur, dans le graphique de la fig. 7, dont la figure ci-dessus constitue une représentation simplifiée. La zone de fonctionnement en cause a un rapport de courant maximal de 1 : 2,5 et un rapport de tension maximal de 1 : 3. Cette figure montre trois possibilités de disposer une surface de fonctionnement réduite.

le I' (spires de courant alternatif spécifiques) correspondant. S'il en était ainsi, cela conduirait à un projet indésirablement volumineux. Il est alors préférable de chercher sur la fig. 7 une zone dans laquelle, il est vrai, la charge du fer est plus petite, mais dans laquelle il en est de même pour le rapport du courant continu de réglage au courant alternatif d'utilisation.

Dans la zone des plus faibles courants de réglage et des plus grandes charges du fer (à la partie inférieure à droite sur la fig. 7), le réglage est faible. Si cela constitue un inconvénient, on peut commencer avec une faible prémagnétisation, par exemple avec un courant continu correspondant à 1 à $3 \text{ A} \cdot \text{t/cm}$.

Pour donner une idée des zones de fonctionnement pratiquement réalisables, il y a lieu de mentionner encore que dans le cas d'un réglage simultané du courant et de la tension, il est difficile de dépasser une valeur d'environ 10 pour le produit des rapports maximaux des courants et des tensions. Par ces rapports, nous entendons les quotients de la valeur maximale et de la valeur minimale du courant et de la tension alternatifs qui peuvent se rencontrer dans le transducteur en cause. Sur la fig. 10 par exemple, ledit produit est égal à $(0,5/0,2) \times (90/30) = 7,5$. Pour les cas extrêmes, dans lesquels on désire régler l'intensité du courant sous une tension constante ou la tension pour un courant d'intensité constante, la valeur d'environ 10 ne saurait être atteinte.

§ 5. La détermination des données de construction

Nous examinerons maintenant comment on détermine les données de construction du transducteur pour lequel on a choisi l'emplacement de la surface de fonctionnement réduite. Contrairement au calcul du transformateur et de la bobine d'inductance à entrefer, le volume du noyau est ici fixé par les propriétés magnétiques du fer, bien qu'il faille évidemment tenir compte des limites imposées par le produit des sections. En effet, le volume du noyau du transducteur, ou, plus exactement, le produit de la section du noyau A_{fe} et de la longueur du fer l_{fe} résulte de la comparaison mutuelle d'un point quelconque de la zone de fonctionnement donnée avec le point correspondant dans la surface de fonctionnement réduite insérée. Considérons par exemple le point B sur la fig. 10 et le point B' correspondant de la fig. 11. Le point B représente une puissance apparente, le point B' une puissance apparente spécifique; le quotient de ces grandeurs nous fournit le volume de noyau cherché. Ce volume de noyau peut être réalisé par diverses combinaisons de longueur de fer et de section de noyau, pour lesquelles les transducteurs correspondants auront des nombres de spires différents.

Pour un choix judicieux, nous pouvons encore ajouter comme grandeur déterminante, la densité de courant de fenêtre maximale admise pour des considérations de rendement ou d'échauffement, aux points de fonctionnement B et B' . En effet, pour ces points, nous avons affaire au plus grand courant alternatif et au plus grand courant continu de réglage. Le projet est alors déjà déterminé en grande partie; nous disposons encore d'une certaine possibilité de variation pour choisir la forme des tôles et la hauteur d'empilement, de façon que le produit, requis pour le réglage précis, de la longueur du fer et de la section du noyau reste maintenu.

Toutefois, si nous choisissons également la forme de la tôle, par exemple la tôle E-I de la fig. 12, les dimensions du noyau et le nombre de spires pour un réglage précis sont fixés. Ces derniers points ressortent du calcul ci-après.

Lorsqu'au point de fonctionnement B de la fig. 10, la tension alternative est U_n et le courant alternatif I_n , et que U' et I' sont les valeurs spécifiques correspondantes au point de fonctionnement B' de la fig. 11, le volume du noyau du transducteur cherché est donné par:

$$V_{fe} = A_{fe} l_{fe} = \frac{U_n I_n}{U' I'} = \frac{P}{U' I'} = \frac{U I}{U' I'},$$

lorsque nous désignons par P la puissance apparente du transducteur au point de fonctionnement B et par U et I la tension par spire et les spires de courant alternatif provisoirement encore inconnus.

La section de fenêtre à déterminer A_f doit donc permettre le logement des spires courant alternatif I et des spires courant continu I_c . Le rapport de I à I_c au point de fonctionnement B est le même que le rapport des valeurs spécifiques correspondantes I' et I'_c au point B' que nous pouvons lire sur la fig. 11. Si nous déterminons encore, à l'aide de considérations de rendement ou de considérations thermiques (voir le chapitre VII), la densité de courant de fenêtre maximale admissible S pour le courant alternatif et S_c pour le courant continu de réglage, nous obtenons, pour la section de fenêtre cherchée A_f la relation:

$$A_f = \frac{I}{S} + \frac{I_c}{S_c} = \frac{I}{S} \left(1 + \frac{I'_c S}{I' S_c} \right).$$

Etant donné que la section de noyau A_{fe} est déterminée par la tension de spire U et par la tension de spire spécifique U' au point de fonctionnement B' : $A_{fe} = U/U'$, nous obtenons pour le produit des sections:

$$A_{fe} A_f = \frac{U I}{U' S} \left(1 + \frac{I'_c S}{I' S_c} \right) = \frac{P}{U' S} \left(1 + \frac{I'_c S}{I' S_c} \right).$$

Nous pouvons encore choisir la forme de la tôle. A chaque forme correspond une certaine relation entre la longueur de fer l_{fe} et la section de fenêtre A_f que l'on peut écrire sous la forme :

$$A_f = c l_{fe}^2 .$$

Le facteur c peut être obtenu, pour diverses formes de tôles, du croquis de la tôle en cause. C'est ainsi que pour la tôle E-I (voir la fig. 12), $l_{fe} = 12a$, lorsque a est le petit côté de la section de la fenêtre; de plus $A_f = 3a^2$ et donc :

$$c = \frac{3}{12^2} \approx 0,021.$$

Les expressions

$$\frac{A_f}{l_{fe}} = c l_{fe} \text{ et } V_{fe} = l_{fe} A_f$$

permettent de déterminer la longueur du fer;

$$l_{fe} = \frac{A_{fe} A_f}{c V_{fe}} ,$$

ce qui détermine les dimensions du transducteur.

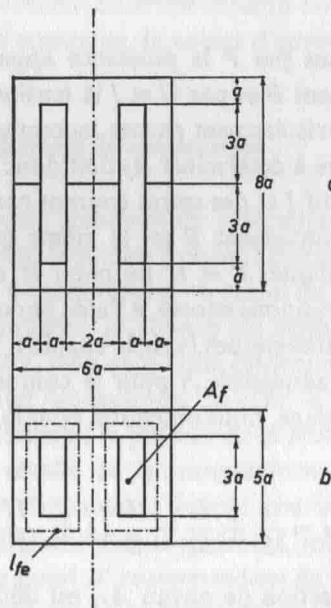


Fig. 12. Tôle E-I. De la tôle initiale de dimensions $6a$ et $8a$ (voir la fig. 12a) on découpe deux pièces en forme de E et deux pièces en forme de I, ce qui fournit deux tôles de transformateur. La pièce en I, de dimensions $6a$ et a , fournit la pièce de fermeture pour la pièce en E, de dimensions $4a$ et $6a$ (voir la fig. 12b). Le bras central de la pièce en E, autour duquel se dispose généralement l'enroulement, a une largeur $2a$, la longueur de fer l_{fe} est $12a$, tandis que la section de la fenêtre A_f est égale à $3a^2$.

Si la tôle avec la longueur de fer calculée n'est pas disponible, on portera le volume de fer à la valeur requise par une variation de la hauteur d'empilement, c'est-à-dire A_{fe} , de sorte que l'on reste dans la zone de réglage prescrite. Dans ce cas, il faut donc s'écarter des densités de courant de fenêtre choisies S et S_c lorsqu'on veut conserver la forme choisie de la tôle. Le nombre de spires doit alors être porté en concordance avec la longueur de fer réelle. Les spires courant alternatif à l'état de réglage maximal (point de fonctionnement B') deviennent: $I = I_{fe} I'$ et le nombre de spires de l'enroulement courant alternatif est égal à:

$$n = \frac{I}{I_n}.$$

Les spires de courant continu deviennent alors:

$$I_c = I_{fe} I'_c$$

et le nombre de spires de l'enroulement de réglage est:

$$n_c = \frac{I_c}{I_{cn}},$$

lorsque nous désignons par I_{cn} le courant continu de réglage maximal.

Si ce n'est pas le courant continu maximal, mais la tension continue maximale U_{cn} qui est donnée, nous calculons de la manière suivante le nombre de spires de l'enroulement de réglage. Des spires de courant continu I_c résulte la tension continue de spire $I_c R_c$ si tout l'enroulement de réglage était constitué par une seule spire de résistance:

$$R_c = \varrho \frac{l_c}{f_c A_c}.$$

Dans cette expression, ϱ est la résistivité de la matière des conducteurs, l_c la longueur de spire moyenne de l'enroulement de réglage, A_c la partie de la section de fenêtre disponible pour cet enroulement, et f_c le facteur de remplissage, c'est-à-dire le rapport de la somme des sections de conducteur dans l'enroulement courant continu final à A_c . Le nombre de spires résulte alors du rapport de la tension continue donnée à la tension continue de spire:

$$n_c = \frac{U_{cn}}{I_c R_c}.$$

Pour un exposé plus détaillé concernant la résistance d'enroulement, voir la page 50.

Pour la réalisation pratique, comme il est expliqué à la page 25, le noyau est scindé en deux parties et chaque moitié acquiert donc la demi-hauteur d'empilement (voir la fig. 8). Dans le cas de montage en série des deux enroulements courant alternatif, chacun d'eux reçoit le nombre total de spires calculé n ; en effet, par suite de la réduction à moitié de la section du noyau, chaque demi-transducteur ne reçoit que la demi-tension de spire, tandis que le courant reste inchangé, étant donné que la subdivision du noyau ne modifie pas la longueur du fer. Lorsqu'on choisit un montage en parallèle de deux enroulements courant alternatif, chacun reçoit le nombre double de spires, donc $2n$.

En ce qui concerne la construction d'un transducteur, on visera l'obtention d'une hauteur d'empilement inférieure à la largeur du bras central bobiné (voir la fig. 8b). De ce fait, la forme des enroulements courant alternatif a diffère, il est vrai, de la forme carrée facile à bobiner, mais, par contre, la forme de l'enroulement courant continu c se rapproche mieux de la forme carrée.

§ 6. Distorsion

Comme nous l'avons déjà mentionné à la page 16, les bobines à noyau de fer peuvent provoquer des distorsions des sinusoïdes du courant ou de la tension. Ces distorsions sont provoquées par la non-linéarité des propriétés magnétiques du fer, ce qui est reflété par la courbure des caractéristiques de la fig. 7. Aux charges élevées, le fer est saturé: le courant de magnétisation y augmente plus rapidement que la tension, de sorte que finalement les caractéristiques tendent vers la pente de la «courbe air» (sur la fig. 7, pour des raisons d'ordre pratique, la ligne air a été tracée à une échelle verticale différente). Cela implique que, sans prémagnétisation, aux valeurs élevées de la tension de spire par fréquence spécifique, par exemple $0,5 \text{ mV}/(t \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz})$, dans le cas d'une tension sinusoïdale en fonction du temps, la variation temporaire du courant de magnétisation acquiert une forme plus raide.

Ce phénomène se constate le plus nettement dans un transformateur non chargé et dans un transducteur non réglé. Dans le cas d'un transformateur chargé, la forme du courant de magnétisation est masquée par la forme du courant de charge et dans une bobine d'inductance à entrefer, le phénomène est atténué par la linéarité magnétique de l'entrefer.

Dans un transducteur de construction telle que représentée sur la fig. 8, la saturation magnétique de l'un des noyaux est contrecarrée lors du réglage par le champ continu pendant une moitié de la période du courant alternatif, alors qu'elle est renforcée pendant l'autre moitié; pour l'autre noyau, c'est

l'inverse qui se produit. La forme finale du courant est alors déterminée par l'ensemble des deux noyaux. D'une façon générale, dans les transducteurs considérés il faut compter sur une distorsion qui n'est pas toujours négligeable du courant alternatif ou de la tension alternative. Par le choix du montage en série ou en parallèle des enroulements courant alternatif, on peut influencer la distorsion et le courant de compensation dans les divers enroulements.

Lorsqu'on construit un transducteur dans lequel la direction du champ continu régulateur est perpendiculaire à celle du champ alternatif, ce transducteur a, entre autres, une plus faible distorsion. Etant donné que ces transducteurs sont difficiles à construire et qu'en outre ils deviennent assez volumineux, nous n'y insisterons pas.

Chapitre V

CALCUL D'UN TRANSFORMATEUR A DISPERSION

Dans un transformateur à dispersion, l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire ne sont pas bobinés l'un autour de l'autre comme dans un transformateur ordinaire, mais sont disposés séparément autour du noyau (voir le dessin schématique de la fig. 13).

Dans un *transformateur usuel*, la totalité du champ traverse les deux enroulements, de sorte que les tensions de spire dans les deux enroulements sont égales et, pour une tension de secteur constante, restent pratiquement inchangées lors de l'application d'une charge. La charge influence uniquement l'intensité du courant primaire qui augmente du montant nécessaire pour supprimer l'influence du courant secondaire sur le champ; voir le chapitre I, Par. 4e, page 13.

Dans le *transformateur à dispersion*, la totalité du champ primaire traverse uniquement l'enroulement secondaire lorsque celui-ci n'est pas chargé. Dans ce cas, la tension de spire secondaire est donc égale à la tension de spire primaire (fig. 13a).

Par contre, dans le cas d'une charge, par suite de la réaction des spires de courant secondaires, une partie du champ primaire ne traverse plus le noyau secondaire, mais l'espace d'air entre deux noyaux. Par suite de cette dispersion du champ, on parle de transformateur à dispersion. Le tronçon de noyau secondaire n'est donc traversé que par la partie restante du champ primaire, de sorte qu'en charge la tension de spire secondaire est plus petite que la tension de spire primaire (fig. 13b).

Lorsque nous augmentons la charge, une partie sans cesse croissante du champ primaire se déplace vers l'enceinte d'air, de sorte que le champ dans l'enroulement secondaire et, de ce fait, la tension de spire secondaire diminuent constamment. Lorsque l'enroulement secondaire est court-circuité, tout le champ primaire traverse l'air et le champ dans l'enroulement secondaire ainsi que la tension de spire secondaire sont devenus pratiquement nuls (fig. 13c).

Examinons en détail la distribution du champ primaire, c'est-à-dire la tension de spire primaire sur le tronçon de noyau secondaire et le trajet d'air, tant dans le cas d'une charge inductive que dans le cas d'une charge ohmique.

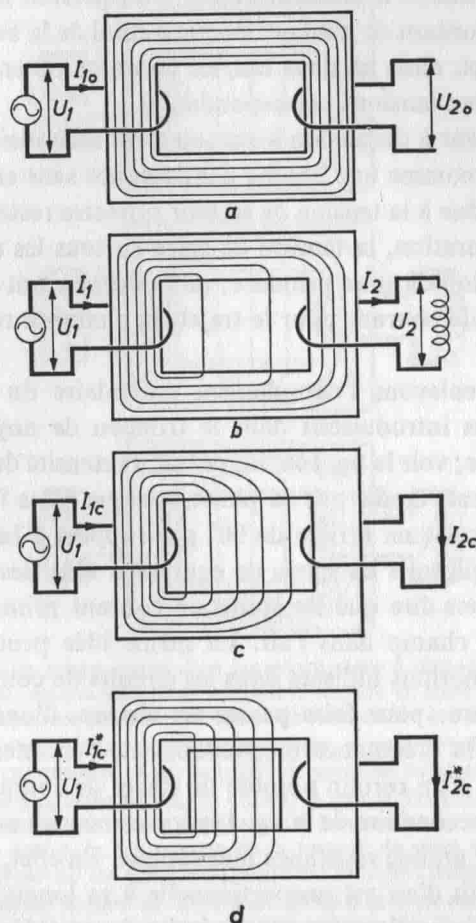


Fig. 13. Représentation schématique d'un transformateur à dispersion et de la tension de spire primaire U_1 pour divers états de fonctionnement.

a) Secondaire ouvert: la tension de spire secondaire U_{2o} est approximativement égale à la tension de spire primaire, les spires de courant primaire I_{1o} sont petites par suite de leur proportionnalité à la résistance magnétique du noyau de fer.

b) Secondaire chargé par une bobine: par suite de la réaction des spires de courant secondaires, seule une partie de champ primaire traverse l'enroulement secondaire, tandis que la partie restante se ferme à travers l'air. De ce fait, la tension de spire secondaire est plus petite que la tension de spire primaire.

c) Secondaire court-circuité: les spires de courant de court-circuit secondaires I_{2c} sont pratiquement égales aux spires de courant primaires I_{1c} ; par suite de leur proportionnalité à la résistance magnétique du trajet air, les spires de courant primaires sont ici grandes.

d) Secondaire court-circuité, trajet air en grande partie shunté par du fer: $I_{2c}^* \approx I_{1c}^*$ est maintenant notablement plus petit que dans le cas c, car la résistance magnétique du circuit est beaucoup plus petite, approximativement égale à celle de l'entrefer subsistant.

Considérons d'abord le transformateur à dispersion à charge inductive, cet exposé se raccordant de manière simple à celui de la bobine d'inductance à entrefer. En effet, dans les deux cas, les courants obtenus sont décalés de 90° par rapport aux tensions correspondantes.

Le transformateur à dispersion à enroulement secondaire non chargé (fig. 13a) se comporte comme une bobine d'inductance sans entrefer. Lorsque la charge du noyau due à la tension de secteur primaire reste suffisamment loin en deça de la saturation, la tension de spire en tous les endroits du noyau est égale à la tension de spire primaire; un faible courant primaire circule et fournit les spires de courant pour le trajet du champ à travers le noyau de fer.

Ensuite, nous enlevons l'enroulement secondaire du transformateur à dispersion et nous introduisons dans le tronçon de noyau secondaire un entrefer assez large; voir la fig. 14a. De ce fait, l'intensité du courant primaire augmente fortement, tandis que sa phase, lorsque nous faisons abstraction des pertes, est décalée en arrière de 90° par rapport à la tension primaire. Lorsque nous négligeons les spires de courant à vide (les spires de courant «fer») nous pouvons dire que les spires de courant primaires sont utilisées pour le trajet du champ dans l'air. La même idée peut se formuler, par analogie avec les notions utilisées dans les circuits de courant électrique, de la manière suivante: pour faire passer un champ, d'une tension de spire déterminée, dans la «résistance magnétique» de l'entrefer, il faut la «tension magnétique» d'un certain nombre de spires de courant.

Dans le noyau secondaire de la fig. 14a, on a ménagé un long entrefer qui présente une assez grande résistance magnétique. En effet, la résistance magnétique d'un circuit d'air est proportionnelle à sa longueur et inversement proportionnelle à sa section, comme il résulte de considérations relatives au champ magnétique dans l'air (I, § 4d). De ce fait, le trajet d'air entre les culasses, qui est en parallèle avec l'entrefer ménagé dans le noyau secondaire, devient actif. Le champ primaire se subdivise et se répartit sur les deux trajets d'air. La distribution s'effectue proportionnellement à l'inverse des résistances magnétiques des deux trajets. Sur la fig. 14a, fortement stylisée, la distribution du champ primaire sur les deux trajets d'air est représentée schématiquement par la distribution des lignes de champ.

Nous pouvons encore formuler une seconde idée, dont l'utilité ressortira par la suite. Etant donné que le fer ne présente pratiquement pas de résistance magnétique, la tension magnétique entre les extrémités de l'entrefer ménagé dans le noyau secondaire est égale à la tension magnétique entre les culasses; ces deux tensions magnétiques sont évidemment égales aux spires de courant primaires lorsque nous négligeons les spires de courant «fer».

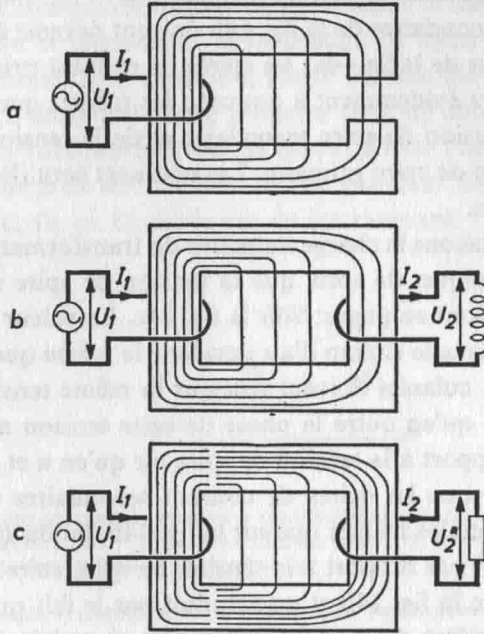


Fig. 14. Représentation schématique d'un transformateur à dispersion. Les fig. a, b et c représentent trois états équivalents dans lesquels la tension de spire primaire U_1 comme le courant primaire I_1 sont les mêmes. Les spires de courant fer ont été négligées.

a) Le noyau secondaire a un entrefer assez long, ce qui entraîne une répartition du champ primaire sur cet entrefer et sur le trajet air entre les culasses.

b) Le noyau secondaire étant fermé, on obtient la même distribution de champ qu'en a en connectant une charge inductive appropriée à l'enroulement secondaire. Le courant secondaire est alors égal à I_1 . La somme de la tension de spire secondaire U_2 et de la tension de spire du trajet air est égale à U_1 , comme l'indique l'image des lignes de champ.

c) On obtient la même tension de spire d'air qu'en a et b en connectant au secondaire une charge ohmique absorbant le même courant qu'en b. Ici, la somme *vectorielle* de la tension de spire secondaire U_2^* (maintenant plus grande) et de la tension de spire air est égale à U_1 . Dans le cas c, le déphasage entre I_1 et U_1 est inférieur à 90° .

Remplaçons maintenant l'entrefer ménagé dans l'enroulement secondaire par un enroulement secondaire chargé par une bobine; voir la fig. 14b. Les pertes dans l'enroulement et dans la bobine sont négligeables. L'impédance de la bobine est choisie de façon que la distribution de champ soit la même que sur la fig. 14a, ce qui peut se contrôler en mesurant la tension de spire secondaire et la tension de spire d'air du trajet d'air entre les culasses*. Cette distribution de champ est obtenue lorsque les spires de courant secondaires communiquent, par leur réaction, au noyau la même tension magnétique

* La tension de spire air peut être mesurée aux bornes d'une spire ouverte embrassant le champ dans l'air.

que l'entrefer ménagé dans le noyau secondaire de la fig. 14a. A cet effet, les spires de courant secondaires de la fig. 14b doivent devenir égales aux spires de courant primaires de la fig. 14a; les spires de courant primaires de la fig. 14b deviennent alors évidemment à nouveau les mêmes que sur la fig. 14b. La somme de la tension de spire secondaire et de la tension de spire d'air est égale à la tension de spire primaire. Les courants sont décalés de 90° par rapport aux tensions.

Enfin, nous remplaçons la charge inductive du transformateur à dispersion par une charge ohmique, de sorte que la tension de spire secondaire et le courant secondaire sont en phase; voir la fig. 14c. La valeur de la résistance est choisie de façon que le champ d'air devienne le même que sur les fig. 14a et b. A cet effet, les culasses doivent recevoir la même tension magnétique qu'en a et b, tandis qu'en outre la phase de cette tension magnétique doit être la même par rapport à la tension de spire air qu'en a et b. Cela ne peut être obtenu que lorsque les spires de courant secondaires et les spires de courant primaires sont les mêmes que sur la fig. 14b, tandis que ces courants sont déphasés de 90° par rapport à la tension de spire «air».

La différence entre la fig. 14b et c se traduit par le fait que la tension de spire secondaire doit être déphasée de 90° par rapport à la tension de spire «air». De ce fait, la séparation du champ primaire en champ «air» et champ secondaire s'effectue d'une manière telle que la somme *vectorielle* de la tension de spire «air» U_a et de la tension par spire secondaire U_2 soit égale à la tension par spire primaire U_1 ; voir la fig. 15. Entre le courant primaire et U_1 existe un déphasage qui est évidemment inférieur à 90° .

Ces idées acquises au sujet de la tension et du courant nous mettent à même de calculer la caractéristique courant-tension d'un transformateur à dispersion et de l'adapter à des conditions déterminées. A titre d'illustration, nous en donnerons ci-après un exemple fortement schématisé. On demande la caractéristique des spires de courant secondaires et de la tension de spire d'un transformateur à dispersion, dont la charge est constituée par une résistance (voir la fig. 14c). La tension de spire primaire U_1 est donnée; de plus, on connaît la section de noyau A_{fe} , le trajet d'air l_a entre les culasses et la section d'air A_a dans la fenêtre, perpendiculaire à l_a . Nous négligeons le courant de magnétisation pour le fer, c.a.d. la résistance magnétique du fer est supposée d'être 0 ou la perméabilité μ_r du fer est supposée d'être ∞ . Pour la clarté de l'ensemble, nous admettrons que le champ dans l'air se produisant pendant la charge se dirige uniquement dans la fenêtre d'une culasse vers l'autre et qu'il est uniformément réparti, parallèlement à la direction de l_a . En réalité, le champ se dirige également d'une culasse vers l'autre à travers le reste de l'air.

Pour diverses charges ohmiques, on peut établir la relation entre la tension de spire primaire et secondaire, et la tension de spire «air» à l'aide d'une construction géométrique connue à partir du triangle rectangle représenté sur la fig. 15. La tension de spire primaire U_1 a été choisie comme base; les diverses charges sont représentées en faisant glisser l'angle droit au sommet suivant un demi-cercle de diamètre U_1 . La grandeur $U_2^* = U_1$ est le cas de la charge à vide, $U_a = U_1$ est le cas du court-circuit.

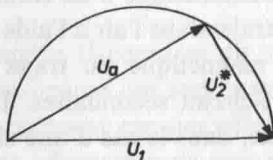


Fig. 15. Diagramme idéalisé de tension à transformateur à dispersion à charge ohmique (résistance de l'enroulement = 0; perméabilité du noyau de fer = ∞). Selon la grandeur de la charge, le champ primaire se répartit sur la partie de noyau secondaire et sur le trajet air.

Le déphasage entre le champ air et le champ dans l'enroulement secondaire, et donc le déphasage entre la tension de spire «air» U_a et la tension de spire secondaire U_2^* , est de 90° . La somme vectorielle de U_a et de U_2^* est égale à la tension de spire primaire U_1 . Lors d'une variation de la résistance de charge secondaire de ∞ jusqu'à 0, le point commun de U_2^* et de U_a se déplace sur un demi-cercle ayant U_1 comme diamètre et cela à partir de $U_2^* = U_1$ jusqu'à $U_2^* = 0$.

Les variations des spires de courant secondaires I_2 peuvent être obtenues à partir des variations de U_a à l'aide de la courbe air des fig. 5, 6 et 7 et des dimensions du trajet air entre les deux culasses du noyau de fer: $I_2 = U_a \cdot (I_a'/U') \cdot l_a/A_a$. A 50 Hz, $I_a'/U' = 253 \text{ A} \cdot \text{cm} \cdot \text{t}^2/\text{mV}$; l_a est la longueur moyenne et A_a la section moyenne du champ dans l'air.

Les spires de courant secondaires sont déduites de U_a de la manière suivante. Pour la tension de spire air spécifique $U_a' = U_a/A_a$ nous cherchons sur la courbe d'air de la fig. 5 ou de la fig. 7 les spires de courant spécifiques correspondantes I_a' . Les spires de courant secondaires I_2 sont alors égales à $I_a \cdot I_a'$. Les spires de courant secondaires maximales susceptibles d'être obtenues et qui se produisent lors du court-circuit de l'enroulement secondaire, sont données par les spires de courant nécessaires pour faire passer tout le champ primaire à travers le trajet d'air. La tension par spire «air» est donc égale à la tension par spire primaire, tandis que la tension par spire secondaire est nulle.

Nous voyons que les spires de courant de court-circuit secondaires sont proportionnelles à la longueur du trajet d'air et inversement proportionnelles à la section d'air. Lorsqu'on désire atteindre un grand courant de ce court-circuit, on s'efforcera donc de maintenir le trajet d'air long et la section d'air petite. Par analogie avec le courant dans les conducteurs, on peut dire que,

pour un champ donné, la résistance magnétique du trajet d'air doit être rendue grande afin d'obtenir, entre les extrémités de ce trajet, une grande tension magnétique, c'est-à-dire de nombreuses spires de courant.

Comme il a déjà été mentionné, le champ se dirige d'une culasse vers l'autre, non seulement à travers la fenêtre mais également à travers l'espace ambiant. De ce fait, la résistance magnétique entre les culasses devient, en même temps que les spires de courant de court-circuit, en réalité plus petite que la valeur calculée sur la base de nos hypothèses simplifiés.

On peut influencer la caractéristique d'un transformateur à dispersion en shuntant plus ou moins le trajet dans l'air à l'aide de fer (voir la fig. 13d). On réduit ainsi la résistance magnétique du trajet en même temps que les spires de courant de court-circuit secondaires. La nouvelle caractéristique peut également être obtenue, dans le cas d'une charge ohmique, à l'aide de la fig. 15 à partir de la valeur actuelle des spires de courant de court-circuit I_{2c}^* . Ces spires de courant de court-circuit ($U_2^* = 0$; $U_a = U_1$) sont déterminées de la même manière qu'à la page 43 mais on utilise maintenant pour la section d'air A_a et pour la longueur d'air l_a les valeurs qui subsistent après le shuntage partiel.

On peut également régler l'intensité du courant de court-circuit en modifiant la résistance magnétique du noyau secondaire, mais nous n'insisterons pas sur ce fait.

Chapitre VI

CONSIDERATIONS SUR LA PARTIE ELECTROMAGNETIQUE

Dans le préambule du chapitre II consacré au calcul d'un transformateur, nous avons dit que les phénomènes qui sont essentiels dans les autres types de bobines examinés ne constituent que des effets secondaires dans le transformateur. Examinons cette affirmation de plus près.

Lorsqu'on fait abstraction des pertes, un transformateur sans charge secondaire absorbe pour le maillon magnétique un courant de magnétisation qui est décalé en arrière de 90° par rapport à la tension du secteur. Dans cet état, ce transformateur peut donc être considéré comme une bobine d'inductance branchée sur le secteur et dont l'intensité du courant peut se calculer comme celle d'une bobine d'inductance avec noyau sans entrefer. Dans un schéma équivalent, on tient compte de cette propriété d'un transformateur réel en représentant une bobine d'inductance en parallèle avec les bornes primaires d'un transformateur idéal.

Dans un transformateur à dispersion, la tension de spire secondaire baisse lors d'une charge, tandis que pour une tension de secteur constante, la tension de spire primaire reste constante, du moins lorsqu'on fait abstraction des pertes. Ce phénomène se produit également dans un transformateur usuel – bien que dans une mesure moindre – parce qu'ici aussi, une partie du champ primaire peut se fermer par un trajet qui ne traverse pas l'enroulement secondaire. Par contre, dans le cas d'un transformateur idéal, la tension de spire secondaire serait toujours égale à la tension de spire primaire. La concordance indésirable entre le transformateur usuel et le transformateur à dispersion est exprimée, dans un schéma équivalent, par une inductance de dispersion en série avec un transformateur idéal.

La prémagnétisation courant continu du noyau de fer que nous utilisons pour des applications de réglage dans le cas d'un transducteur se produit également dans le transformateur d'un redresseur monophasé. En effet, le courant continu du redresseur traverse aussi l'enroulement secondaire du transformateur. La prémagnétisation, ici indésirable, est de la même nature que les phénomènes qui se produisent dans une moitié d'un transducteur

lors du réglage. Les idées acquises pour le transducteur peuvent donc également être utilisées ici.

Comme conclusion de la partie électromagnétique de cet exposé, nous récapitulons les principes utilisés pour le calcul du maillon magnétique. Considérons tout d'abord le comportement de la tension et du courant lors du passage du maillon électrique au maillon magnétique, en envisageant, pour la facilité, un maillon électrique à une seule spire (voir la fig. 16). Nous négligeons les pertes dans le conducteur et dans le noyau de fer.

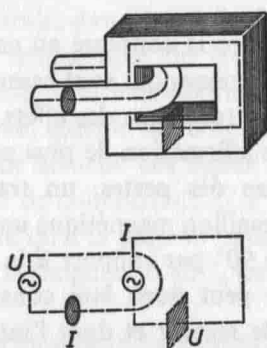


Fig. 16. Comportement de la tension et du courant lors du passage du maillon électrique au maillon magnétique. La tension U et le courant I d'un maillon électrique d'une seule spire se retrouvent sous forme de tension de spire, respectivement de spire de courant, de même grandeur dans le maillon magnétique. Dans le maillon magnétique, la tension de spire se répartit sur la section; par contre, dans le maillon électrique la tension se répartit sur la longueur. Les spires de courant se répartissent sur la longueur du maillon magnétique; par contre, dans le maillon électrique, le courant se répartit sur la section.

Dans ce cas, la tension et le courant du maillon électrique se retrouvent, avec la même grandeur, dans le maillon magnétique. Un volt du maillon électrique engendre un champ à tension de spire d'un volt par tour dans le maillon magnétique; un ampère du maillon électrique fournit des spires de courant d'un ampère-tour au champ dans le maillon magnétique.

Une transformation remarquable se produit cependant dans le rapport de la tension et du courant aux dimensions des deux maillons. Dans le maillon électrique, la tension se répartit sur la longueur du maillon et le courant sur la section. Par contre, dans le maillon magnétique, la tension de spire se trouve en entourant toute la section de ce maillon d'une seule spire; on obtient moins de tension lorsqu'on n'entoure qu'une partie de la section. On peut donc dire que, dans le maillon magnétique, la tension de spire se répartit sur toute la section. Les spires de courant sont utilisées pour vaincre

la longueur du maillon magnétique. On peut donc dire que, dans le maillon magnétique, les spires de courant se répartissent sur la longueur.

En outre, nous attirons l'attention sur le fait que des lois analogues à celles valables pour le courant et la tension de réseaux électriques peuvent être appliquées, après transformation, à un circuit magnétique; c'est-à-dire que dans le maillon magnétique, les spires de courant et la tension de spire correspondent à la tension et au courant dans le maillon électrique; voir la page 40. Dans le cas électrique, le courant se ferme et son intensité est conservée malgré toutes les dérivations. Ce fait se formule de la manière suivante: lors d'une dérivation, la somme, éventuellement vectorielle, des courants qui s'éloignent est égale à la somme des courants qui convergent (en un noeud, la somme des courants est nulle).

Dans un circuit magnétique, nous pouvons également dire que le champ se ferme. Ici s'applique, pour les dérivations, la même loi pour la tension de spire que dans un circuit électrique pour le courant. Lorsqu'à l'aide d'une tension alternative, nous engendrons dans un enroulement un champ magnétique à tension de spire déterminée, ce champ se ferme à l'extérieur de l'enroulement et, dans le cas de dérivations, la somme (éventuellement vectorielle) de la tension de spire dans les dérivations est égale à la tension de spire du champ initial. Nous avons utilisé cette thèse pour les fig. 13, 14 et 15.

Lorsque, dans un réseau électrique, nous suivons le trajet du courant, nous rencontrons des chutes de tension et éventuellement des contre-tensions. La somme (vectorielle) de la chute de tension totale et des contre-tensions est, pour un circuit complet, égale à la tension de la source. Le même principe s'applique au maillon magnétique, mais cette fois pour les spires de courant. Les spires de courant fournies par la source sont égales à la somme (vectorielle) des spires de courant requises pour le trajet «fer» ou le trajet «air» et les spires de contre-courant éventuellement engendrées. Nous avons utilisé ce fait pour tous les calculs de courant.

Enfin, nous mentionnerons encore que les notions électriques telles que tension et résistance peuvent également être utilisées, après transformation, pour les circuits magnétiques. Dans l'exposé relatif au transformateur à dispersion, nous avons déjà utilisé, pour les spires de courant, l'expression de «tension magnétique» qui est donc exprimée en ampère-tours. Lorsqu'on constate qu'un champ de U volts par spire requiert une tension magnétique de I ampère-tours pour effectuer un trajet magnétique déterminé, on peut attribuer à ce trajet une «résistance magnétique» de I/U ampère-tours par volt par tour ou par abréviation $A \sim \cdot t^2/V$. Le « t^2 » dans l'unité indique qu'une bobine qui, pour un même maillon magnétique, comporte par exemple

un nombre double de spires n'absorbe, pour la double tension, que la moitié du courant.

Dans le cas d'une répartition homogène du champ, la résistance magnétique est proportionnelle à la longueur, inversement proportionnelle à la section du trajet magnétique et en outre inversement proportionnelle à la fréquence. Lorsqu'on établit une relation entre la résistance magnétique et les dimensions du trajet magnétique, en le divisant par la longueur et en le multipliant par la section, on aboutit à notion de «résistance magnétique spécifique». En procédant de cette manière, l'air a une résistance magnétique spécifique de $253,3 \times 10^3 \text{ A} \cdot \text{t}^2 \cdot \text{cm}^2$ de section/(V · cm longueur) à 50 Hz et de $12,665 \times 10^6 \text{ A} \cdot \text{t}^2 \cdot \text{cm}/\text{V}$ à 1 Hz. (voir: I, § 4d et fig. 5 et 6).

Inversement, dans le cas d'une distribution de champ homogène, on peut calculer la résistance magnétique d'un trajet magnétique déterminé en multipliant la résistance magnétique spécifique par la longueur du trajet et en divisant le produit ainsi obtenu par la section du trajet.

Chapitre VII

LE PROJET THERMIQUE

§ 1. Introduction

Pendant le fonctionnement des bobines à noyau de fer, il se produit dans le maillon électrique des pertes «conducteur» et dans le maillon magnétique, des pertes «fer». Ces pertes déterminent non seulement le développement de chaleur, mais aussi le rendement. Le développement de chaleur conduit à un échauffement du noyau et de l'enroulement, échauffement dont le maximum admissible peut être fixé. Au cours de l'examen du projet thermique, nous donnerons des points de vue pour limiter, répartir et évacuer la chaleur due aux pertes afin de maintenir la température entre les limites imposées.

Dans les recherches de dimensions aussi petites que possibles, les limites ne sont pas toujours déterminées par l'accroissement de la température, mais par la diminution du rendement. C'est en général le cas pour les bobines à noyau de fer assez petites, pour lesquelles le rapport de la surface de refroidissement aux pertes est assez grand.

§ 2. Pertes «conducteur» spécifiques

Les pertes «conducteur» spécifiques P'_{cu} (puissance par volume d'enroulement) sont directement proportionnelles à la résistivité ϱ de la matière conductrice et au carré de la densité de courant dans la fenêtre, et inversement proportionnelles au facteur de remplissage f de l'enroulement (section totale de tous les conducteurs divisée par la section de la fenêtre), ce qui peut se formuler de la manière suivante:

$$P'_{cu} = \frac{\varrho}{f} S^2$$

$P'_{cu} \dots (\text{W/cm}^3); \varrho \dots (\Omega \cdot \text{cm ou } \Omega \cdot \text{cm/t}^2); f \text{ nombre} < 1; S \dots (\text{A} \cdot \text{t/cm}^2).$

Ce fait s'explique comme suit. Les pertes d'un conducteur de résistance R que traverse un courant I sont $P = RI^2$. La résistance d'un conducteur de longueur l , de section A et de résistivité ϱ est $R = \varrho l/A$. Pour le développement de chaleur dans un cube conducteur, il importe peu que la section

forme un ensemble traversé par la totalité du courant ou qu'elle soit subdivisée en n sections de fil dont chacune est traversée par $1/n$ du courant total. Nous pouvons donc dire que la section de chaque cube unitaire (c'est-à-dire un cube d'arête égale à 1 cm) de l'enroulement à densité de courant de fenêtre S est traversée par un courant d'intensité égale à S . Si le cube unitaire était entièrement constitué par de la matière conductrice de résistivité ϱ , sa résistance aurait la valeur ϱ ; toutefois, comme sa section conductrice n'est que de f cm², sa résistance acquiert la valeur ϱ/f , ce qui explique la formule précitée.

Examinons d'un peu plus près la corrélation entre la résistance totale R_n de l'enroulement d'une bobine à noyau de fer, la résistivité ϱ de la matière conductrice, le nombre de spires n et le facteur de remplissage f . Supposons que l'enroulement d'un noyau donné soit constitué par une seule spire qui remplit entièrement la section de fenêtre A_f ; la résistance de cette spire est alors $R = \varrho l_e/A_f$, expression dans laquelle l_e est la longueur moyenne de l'enroulement. Lorsque la section conductrice de cette seule spire n'occupe qu'une partie de la section de la fenêtre, à savoir fA_f , on a $R = \varrho l_e/fA_f$. Si nous constituons cet enroulement par n spires montées en série au lieu d'une seule spire, la résistance devient n^2 fois plus grande, car la longueur de fil moyenne devient n fois plus grande et la section est égale à la $n^{\text{ème}}$ partie de la section initiale. Nous obtenons donc :

$$R_n = n^2 \frac{\varrho l_e}{f A_f},$$

$R \dots (\Omega); n \dots (t); \varrho \dots (\Omega \cdot \text{cm}/t^2); l \dots \text{cm}; A \dots (\text{cm}^2).$

On comprendra pourquoi, dans nos considérations, nous n'avons pas donné à la résistivité ϱ l'unité usuelle $\Omega \cdot \text{cm}^2/\text{cm} = \Omega \cdot \text{cm}$, mais $\Omega \cdot \text{cm}/t^2$; un cube unitaire de matière conductrice contribue en effet pour n^2 fois à la résistance lorsque sa section est constituée par n parties isolées l'une de l'autre qui doivent laisser passer successivement le courant.

La résistivité dépend non seulement de la matière mais également de la température ϑ . On peut indiquer cette variation en fonction de la température à l'aide du coefficient de température moyen α :

$$\varrho = \varrho_0 (1 + \alpha \vartheta),$$

expression dans laquelle ϱ_0 est la résistivité à 0 °C. A titre d'orientation, nous mentionnerons que pour le cuivre $\varrho_0 \approx 1,6 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$; pour l'aluminium, $\varrho_0 \approx 2,7 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$; α (entre 0° et 100 °C) $\approx 1/240$ par °C.

§ 3. Pertes «fer» spécifiques

Les pertes «fer» spécifiques P_{fe} (puissance par volume de noyau) dépendent des propriétés de la matière du noyau et de la fréquence et augmentent avec la tension de spire spécifique U' . Dans le cas de noyau en tôle au silicium de 0,5 mm d'épaisseur, normalement utilisée pour les bobines à noyau de fer, on trouve à 50 Hz approximativement les valeurs suivantes :

U'	20	25	30	$\frac{\text{mV}}{\text{t} \cdot \text{cm}^2}$,
P_{fe}	10-30	15-45	25-75	$\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$,
donc en moyenne	20	30	50	$\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$.

Le tableau prouve qu'à 50 Hz les pertes «fer» spécifiques sont approximativement proportionnelles au carré de la tension de spire spécifique, du moins dans la zone normalement utilisée. Dans une bobine à noyau de fer, la puissance dissipée dans le noyau varie donc approximativement avec le carré de la tension U_n à la bobine. De ce fait, il est possible de choisir, comme schéma équivalent d'une bobine à noyau de fer avec des pertes, une bobine à noyau de fer, pour le reste identique, mais sans pertes, shuntés par une conduction pratiquement constante G_n . La puissance dissipée dans G_n , à savoir $G_n U_n^2$, représente les pertes «fer».

Nous pouvons définir un facteur de pertes fer spécifique γ qui joue ici un rôle analogue à celui de la résistance spécifique ϱ pour les pertes «conducteur». En valeur, ce facteur doit donc être égal à la conduction que l'on devrait monter en parallèle avec la bobine à noyau de fer, supposée exempte de pertes, pour représenter les pertes fer si cette bobine comportait une seule spire et était munie d'un noyau à section et à longueur unitaires. Lorsque nous appliquons à cette bobine unitaire une tension alternative, la valeur de la tension de spire spécifique U' est évidemment égale à cette tension, tandis qu'en outre la valeur des pertes «fer» spécifiques P_{fe}' est évidemment égale aux pertes «fer» de la bobine unitaire mentionnée. En principe, nous pouvons donc déterminer à cette bobine la valeur de γ pour la matière de noyau considérée :

$$P_{fe}' = \gamma U'^2$$

$$P' \dots (\text{W/cm}^3); \gamma \dots (\text{S} \cdot \text{cm} \cdot \text{t}^2)^*; U' \dots (\text{V}/(\text{t} \cdot \text{cm}^2)).$$

* 1S (siemens) = $1/\Omega$ est l'unité de conduction.

Considérons maintenant la corrélation entre la conduction de substitution G_n et le facteur γ pour d'autres bobines, en maintenant toujours constante la tension de spire spécifique U' pour le noyau. Si, pour les dimensions unitaires, nous portons le nombre de spires à n , les pertes «fer» restent les mêmes pour une même valeur de U' , mais la tension U_n acquiert une valeur égale à n fois U' , c'est-à-dire que G_n doit varier proportionnellement à l'inverse de n^2 pour représenter, à cette valeur de U_n , les mêmes pertes de que dans le cas de la bobine unitaire.

Si nous revenons à une seule spire, et que nous doublons par exemple la longueur du fer pour une même tension de la source, le courant de magnétisation, la composante de pertes de celle-ci et partant les pertes fer sont doubles. Pour représenter ce fait, la conduction de substitution G_n doit donc être posée proportionnelle à la longueur du fer.

Dans le cas d'une seule spire, d'une longueur de fer unitaire et d'une tension alternative de spire spécifique maintenue constante, mais, par exemple, une section de fer doublée, nous obtenons aux bornes une tension alternative doublée, comparativement à celle de la bobine unitaire, tandis que le courant de magnétisation et sa composante de pertes sont restés inchangés. Les pertes fer sont donc doublées. Pour représenter exactement ces pertes doubles à une tension doublée, il faut poser G_n proportionnel à l'inverse de la section du fer.

En résumé, nous obtenons donc:

$$G_n = \frac{1}{n^2} \gamma \frac{l_{fe}}{A_{fe}}$$

$G \dots (S); n \dots (t); \gamma \dots (S \cdot \text{cm} \cdot t^2); l \dots (\text{cm}); A \dots (\text{cm}^2).$

Cette formule présente une différence frappante avec la relation existant, dans la matière résistante, entre la conduction, la conduction spécifique et les dimensions: $G = \gamma A/l$, vu le fait que la relation entre G_n et les dimensions du noyau est l'inverse de celle existant ici. Ce fait est basé sur ce que, dans la formule citée ci-dessus, nous avons affaire à une transformation de phénomènes magnétiques sous leur forme d'apparition électrique. En effet, dans les phénomènes magnétiques, la tension électrique se produisant dans les spires est liée à la section du fer, et le courant de magnétisation à sa longueur.

Le tableau de la page 51 donne les valeurs approximatives suivantes pour le facteur de pertes «fer» spécifiques γ dans la gamme usuelle de 20 à 30 mV/(t · cm²) de la tension alternative de spire spécifique U' , pour 50 Hz: minimum 30, maximum 75, moyenne environ 50 S · cm · t².

§ 4. Dimensions linéaires, pertes, rendement, température

Comme nous l'avons vu au chapitre I, § 5, la puissance apparente (produit du nombre de spires de courant et de la tension de spire) qu'une bobine à noyau de fer traite à une densité de courant de fenêtre et une tension de spire spécifiques données, est proportionnelle au produit de la section du noyau et de la section de la fenêtre, c'est-à-dire en cas d'une forme donnée proportionnelle à la quatrième puissance des dimensions linéaires. Etant donné que le volume de la bobine à noyau n'augmente qu'avec le cube des dimensions linéaires, pour des charges spécifiques constantes, la puissance à traiter par volume est donc proportionnelle aux dimensions linéaires.

Par contre, les pertes par volume restent constantes lorsque nous admettons que les pertes fer spécifiques et les pertes «conducteur» spécifiques ainsi que le facteur de remplissage de l'enroulement ne varient pas. Ce rapport des pertes à la puissance à traiter est donc inversement proportionnel aux dimensions linéaires; autrement dit: le rendement est meilleur pour les bobines de grandes dimensions.

L'hypothèse que les pertes «conducteur» spécifiques ne varient pas est exacte lorsque la température des grandes bobines est la même que celle des petites. Pour obtenir ce résultat, il faut cependant refroidir plus énergiquement les grandes bobines. En effet, l'accroissement de température est déterminé par les pertes par surface refroidissante. Or, cette surface n'augmente qu'avec le carré des dimensions linéaires, tandis que les pertes augmentent avec le volume.

Que se passe-t-il avec les grandes bobines si nous utilisons le même mode de refroidissement pour toutes les bobines? Si la résistivité de la matière des conducteurs était indépendante de la température, l'accroissement de température des grandes bobines à noyau de fer augmenterait proportionnellement aux dimensions linéaires. Toutefois, comme la résistivité augmente avec la température, l'accroissement de température augmente en réalité plus que proportionnellement aux dimensions linéaires, tandis que le pourcentage des pertes diminue moins que proportionnellement à l'inverse des dimensions linéaires.

Les points de vue ci-dessus sont formulés pour le cas où, pour une série de bobines à noyau de fer de même forme et pour une densité donnée du courant de fenêtre, des spires de courant spécifiques et un facteur de remplissage donnés, on n'est pas limité, à grandeur croissante, par l'accroissement de la température.

On pourrait également demander comment il faut réduire la charge en fonction des dimensions linéaires lorsque, pour le même mode de refroidisse-

ment, on désire obtenir le même accroissement de température dans toutes les bobines d'une même série. A cet effet, les pertes ne doivent croître que proportionnellement à la surface refroidissante. Ce résultat peut être obtenu, par exemple, en faisant varier à la fois les pertes «fer» spécifiques et les pertes «conducteur» spécifiques proportionnellement à l'inverse des dimensions linéaires. Or, comme nous l'avons vu au § 2, les pertes «conducteur» spécifiques sont proportionnelles au carré de la densité de courant de fenêtre S . De même, à 50 Hz, les pertes «fer» spécifiques peuvent en première approximation être posées proportionnelles au carré de la tension de spire spécifique U' (voir § 3). Dans notre exemple, S et U' doivent donc varier proportionnellement à l'inverse de la racine carrée des dimensions linéaires.

Pour cet exemple simplifié, nous esquisserons la puissance apparente à traiter et le rendement en fonction des dimensions linéaires. La puissance apparente P est égale au produit de la section A_{fe} du noyau, de la section de la fenêtre A_f , de la tension de spire spécifique U' et de la densité du courant de fenêtre spécifique S . Le produit $A_{fe} A_f$ est proportionnel à la quatrième puissance des dimensions linéaires. Le produit $U' S$ est inversement proportionnel à la première puissance, de sorte que la puissance P est proportionnelle à la troisième puissance, c'est-à-dire au volume. La puissance apparente P à traiter par volume reste donc constante. Etant donné que nous veillons à ce que les pertes P_f ne soient proportionnelles qu'à la surface, le rendement des grandes bobines est donc à nouveau meilleur, étant donné que le pourcentage des pertes P_f/P est inversement proportionnel aux dimensions linéaires.

Le calcul des pertes, en particulier des pertes «fer», est bien souvent peu rigoureux. Pour un transformateur fini, on peut mesurer les pertes «fer» séparément par un essai à vide, et les pertes «conducteur» séparément par un essai de court-circuit (essai à vide: mesurer la consommation primaire à la tension nominale, le secondaire n'étant pas connecté. Essai de court-circuit: mesurer la consommation primaire, le secondaire étant court-circuité. L'intensité du courant secondaire est amené à sa valeur nominale par un abaissement de la tension primaire).

Après cet aperçu de la corrélation entre les pertes et la température, nous examinerons au paragraphe suivant, les autres phénomènes qui jouent un rôle dans le comportement thermique des bobines à noyau de fer.

§ 5. Echauffement, capacité thermique, conduction thermique, saut de température

L'état thermique d'une bobine à noyau de fer passe donc entre la mise en circuit et l'état stationnaire par trois états qui s'interpénètrent.

Le premier stade, immédiatement après la mise en circuit, est caractérisé par le fait que, dans chaque partie de la bobine, la matière active est chauffée par les pertes qui se produisent en cet endroit. Donc, dans chaque partie, la température augmentera à une vitesse déterminée par les pertes spécifiques (pertes par volume) à l'endroit considéré et par la chaleur spécifique de la matière active (quantité de chaleur par volume et par degré).

Dans le second stade, des ondes de chaleur se dirigent des parties actives à température élevée vers les parties passives non encore chauffées et vers les parties actives moins chaudes. Comme partie passive, il faut considérer en tout premier lieu la matière isolante. Outre les facteurs déjà mentionnés, pour le premier stade, il faut encore tenir compte de la conduction thermique spécifique des diverses matières actives et passives (puissance multipliée par la longueur de trajet et divisée par degré de différence de température et par section de trajet dans la matière en cause) et, en outre, de la chaleur spécifique des matières passives en divers endroits. Lorsque les ondes thermiques parviennent à la surface du noyau ou de l'enroulement, de la chaleur est cédée par convection au milieu réfrigérant (par exemple de l'air ou de l'huile) et le facteur de convection (puissance par degré de saut de température et par surface) joue un certain rôle. Si le milieu réfrigérant est de l'air et si la partie considérée de la surface se trouve à une température notablement plus élevée que l'ambiance, une certaine quantité de chaleur est évacuée par rayonnement. En outre, de la chaleur peut être évacuée par conduction par les divers éléments de construction.

Le troisième stade, l'état stationnaire se produit lorsque chaque partie de la bobine à noyau de fer a acquis une température qui ne varie plus, aussi longtemps que la charge et les conditions extérieures reste inchangées. Dans ce stade, il s'est produit un équilibre pour lequel les pertes engendrées sont égales à la chaleur évacuée par temps. La capacité thermique des divers matériaux n'exerce plus d'influence; seules importent encore les pertes locales ainsi que la conduction thermique de divers matériaux le long des trajets que suivent les courants de chaleur, et la convection (éventuellement encore le rayonnement de la surface et la conduction thermique par les éléments de construction).

Nous voyons que le premier stade et le troisième constituent des cas limites assez simples, tandis que le stade de transition peut être considéré comme une combinaison de ces cas limites. En termes stricts, le premier stade, c'est-à-dire le chauffage local de la matière active sans propagation de chaleur, ne dure qu'un instant, tandis que le troisième stade, l'état stationnaire, n'est atteint qu'après un temps infini. En pratique, nous aurions donc toujours affaire au second stade. Toutefois, grosso modo, on peut dire qu'après la mise

en circuit des bobines à noyau de fer, selon les dimensions de celles-ci, le premier stade existe pendant quelques minutes tandis que l'état stationnaire est atteint après un temps compris entre des fractions d'heure et plusieurs heures.

Non seulement pendant la mise en circuit, mais également pendant le fonctionnement, il peut se produire des états qui présentent très nettement le caractère du premier stade ou du second. A titre d'exemple, le second stade existe pendant un temps plus long lorsque la bobine à noyau de fer fonctionne par intermittences. Un autre exemple est le court-circuit de courte durée d'un transformateur. Les données qui déterminent les variations du premier stade sont en effet également déterminantes pour les variations de la température lorsqu'une bobine à noyau de fer doit supporter une forte surcharge d'une durée si courte qu'il ne peut guère être question de propagation et d'évacuation de la chaleur.

Dans un tel cas, nous pouvons calculer assez facilement l'accroissement de température $\Delta \vartheta$ d'une partie déterminée de la matière conductrice lorsqu'une impulsion de chaleur de courte durée (produit des pertes et du temps: $P_{cu} t$ ou $\int P_{cu} dt$) est libérée. L'accroissement de température d'une partie déterminée V_{cu} du volume conducteur est donné par:

$$\Delta \vartheta = \frac{P_{cu} t}{c_{cu} V_{cu}} = \frac{P_{cu} t}{c_{cu} f V} = \frac{P_{cu}' t}{c_{cu} f}$$

$\vartheta \dots (^{\circ}\text{C})$; $P \dots (\text{W})$; $t \dots (\text{s})$; $c \dots (\text{J}/(\text{cm}^3 \cdot ^{\circ}\text{C}))$; $V \dots (\text{cm}^3)$; f nombre; $P' \dots (\text{W}/\text{cm}^3)$.

Dans cette expression, l'indice cu signifie conducteur, f le facteur de remplissage de l'enroulement à l'endroit considéré, de sorte que $V_{cu} = fV$ lorsque V est la partie considérée du volume de l'enroulement. c_{cu} est la chaleur spécifique (par volume) de la matière conductrice, tandis que P_{cu}' est la puissance des pertes par volume d'enroulement dans la partie d'enroulement considérée. Lorsque nous exprimons P_{cu}' en fonction de la densité de courant de fenêtre locale S et de la résistivité ρ de la matière conductrice (voir la page 49), nous obtenons pour l'accroissement de température:

$$\Delta \vartheta = \frac{\rho S^2 t}{c_{cu} f^2}.$$

Cette formule permet de calculer, pour une partie critique de l'enroulement pour laquelle la densité de courant de fenêtre locale est grande et le facteur de remplissage local petit, le temps que peut durer un court-circuit avant que

l'accroissement de température soit si élevé que, par exemple, l'isolement des conducteurs ne courre de risques. Il est évident qu'un grand facteur de remplissage est f très favorable.

Comme nous l'avons mentionné, les points importants pour l'accroissement de température pendant le premier stade et le second, sont la chaleur spécifique de la matière conductrice et de la matière du noyau, ainsi que de la matière isolante. Il est souvent d'usage d'entendre par chaleur spécifique la capacité thermique rapportée à la masse de la matière considérée. Dans nos calculs, il est cependant plus pratique de rapporter la capacité thermique au volume. L'avantage de la chaleur spécifique ainsi définie est que les valeurs des matières importantes pour nous ne diffèrent guère entre elles (voir le tableau à la fin de ce paragraphe).

La propagation de la chaleur, qui joue un rôle important dans le second stade et dans le troisième, est déterminée par la conduction thermique spécifique λ de divers matériaux que la chaleur rencontre sur son trajet vers les endroits plus froids. Un tronçon de matière de longueur l et de section A a la conduction thermique:

$$G_{th} = \lambda \frac{A}{l}.$$

Lorsqu'une différence de température $\Delta\vartheta$ existe entre le début et la fin de la longueur mentionnée l , ledit tronçon de matière est traversé par de la chaleur dont la puissance P est donnée par:

$$\Delta\vartheta = \frac{P}{G_{th}}$$

$G_{th} \dots (\text{W}/^\circ\text{C})$; $\lambda \dots (\text{W}/(\text{cm} \cdot ^\circ\text{C}))$; $A \dots (\text{cm}^2)$; $l \dots (\text{cm})$; $\vartheta \dots (^\circ\text{C})$; $P \dots (\text{W})$.

Comme nous l'avons déjà mentionné, la bobine à noyau de fer est traversée durant le second stade par des ondes de chaleur qui assurent une uniformisation de la température entre les endroits portés à des températures différentes. La vitesse à laquelle se produit l'uniformisation de la température est directement proportionnelle à la conduction thermique spécifique λ de la matière et inversement proportionnelle à la capacité thermique spécifique c de la matière dans laquelle se propage l'onde de chaleur. De plus, cette vitesse dépend encore des différences locales de la chute de température. Cela s'explique facilement pour le cas simple d'une onde de chaleur plane qui se propage dans une matière homogène. Lors d'une chute de température constante dans la direction de la propagation, nous avons affaire à un courant thermique stationnaire.

Par contre, si la chute de température dans cette direction n'est pas constante, la quantité de chaleur pénétrant d'un côté dans l'élément de volume est plus grande ou plus petite que celle qui en sort de l'autre côté, de sorte que la température de l'élément de volume augmente ou diminue.

Dans le troisième stade, l'état stationnaire, toute la puissance de pertes P_p est évacuée sous forme de chaleur, qui est essentiellement cédée, par l'intermédiaire de la surface au milieu réfrigérant (de l'air ou de l'huile pour transformateur). Lorsqu'on fait en sorte que ce milieu puisse circuler librement, dans le cas du refroidissement par air ou par un autre gaz, nous avons à peine affaire à de la conduction thermique mais essentiellement à de l'évacuation de chaleur par convection. Lors du refroidissement à l'huile ou à l'aide d'un autre liquide, il se produit à la fois de la convection et de la conduction.

Dans le cas le plus simple, on compte pour le refroidissement à l'air naturel, sur un saut de température moyen $\Delta \vartheta$ entre la surface de la bobine à noyau de fer et l'air ambiant. La puissance évacuée est alors, par approximation, proportionnelle au saut de température et à la surface refroidissante. Pour des calculs approximatifs, on peut admettre comme surface refroidissante A le double de la somme des surfaces des trois projections, tandis que comme coefficient de transfert de chaleur α , on peut utiliser environ $1 \text{ mW}/(\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C})$. Exprimé par une formule, le saut de température mentionné est :

$$\Delta \vartheta = \frac{P_p}{A \alpha},$$

$\vartheta \dots (^\circ\text{C})$; $P \dots (\text{W})$; $A \dots (\text{cm}^2)$; $\alpha \dots (\text{W}/(\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}))$.

Dans le cas limite idéal, dans lequel les différences de température dans l'enroulement et dans le noyau sont négligeables par rapport au saut de température $\Delta \vartheta$, on pose la température de la bobine à noyau égale à la somme du saut de température et de la température ambiante. La première température mentionnée ne doit évidemment pas dépasser la température limite tolérée. Lorsqu'on utilise de l'huile comme milieu réfrigérant, on obtient deux sauts de température, à savoir celui entre la bobine et l'huile et celui entre le bac d'huile et l'air.

Pour des calculs plus précis, il faut tenir compte de plusieurs facteurs dont nous en mentionnerons quelques-uns sans cependant insister sur les détails. Par suite de différences en pertes et en surface refroidissante, la température du noyau peut différer de celle de l'enroulement, de sorte que de la chaleur est évacuée, par exemple de l'enroulement par l'intermédiaire du noyau. Dans le cas d'un refroidissement forcé énergétique de la surface de la bobine

à noyau de fer, non seulement le saut de température mentionné, mais également la chute de température dans l'enroulement ou le noyau peuvent devenir importants. Le calcul de cette chute de température est compliqué par le fait que la genèse de chaleur par les pertes n'est pas concentrée en un point ou en une surface, mais est répartie dans le volume de l'enroulement ou du noyau et qu'en outre la chaleur rencontre sur son trajet des matières de conductibilités thermiques différentes. De grandes différences de température entre les diverses parties d'une bobine à noyau de fer provoquent des contraintes mécaniques qui, dans des circonstances défavorables, peuvent provoquer la détérioration de l'isolant.

L'air occlus immobilisé a une très faible conductibilité thermique. Aussi est-il recommandable, en vue d'améliorer la conductibilité thermique des bobines à noyau de fer, de chasser l'air occlus dans l'enroulement, dans le noyau et entre eux. A cet effet, on utilise diverses méthodes, telles que l'imprégnation, le compoundage ou l'immersion dans l'huile. Il faut alors éviter la formation de bulles d'air. En effet, dans ces bulles, l'intensité de champ électrique est plus grande que dans l'isolant, ce qui peut provoquer l'ionisation de l'air, et entraîner une décharge par lueurs et le claquage de l'isolant.

Au passage d'une couche de l'enroulement à la suivante, dans le cas de fils ronds, la conduction thermique est fortement tributaire du fait que les fils d'une couche croisent ceux de l'autre ou que, par une méthode d'enroulement particulière, il se touchent sur toute leur longueur. L'insertion de papier isolant entre les couches gêne la conduction thermique.

Il y a lieu de noter que dans la construction usuelle des transformateurs à refroidissement superficiel naturel, l'évacuation de chaleur est assez défavorable. Un refroidissement énergétique, par exemple par l'emploi d'une circulation forcée d'air et par l'utilisation de canaux de circulation d'air dans le transformateur, permet de réduire notablement le volume et la matière. Un refroidissement énergétique permet, pour un projet donné, de réduire les pertes grâce à une température plus basse de l'enroulement.

Nous donnons ci-après un tableau des valeurs approximatives de la chaleur spécifique c (par volume) et de la conduction thermique spécifique λ des diverses matières utilisées dans les bobines à noyau de fer. Ces valeurs permettent de déterminer approximativement les températures à prévoir. Pour des données plus précises, le lecteur consultera avantagusement les publications spécialement consacrées à cette question*.

* Par exemple W. Oburger: Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, Springer-Verlag, Vienne 1957.

CHALEUR SPECIFIQUE (PAR VOLUME) c ET CONDUCTION THERMIQUE
SPECIFIQUE λ DE CERTAINS MATERIAUX

	<i>cuivre</i>	<i>aluminium</i>	<i>tôle au silicium</i>	<i>compound à base de bitume</i>	<i>polyester thermo- durcis- sant</i>	<i>huile pour transfor- mateurs</i>	
c	3,4	2,4	3,6	1,9	2,5	1,8	$\frac{J}{cm^3 \cdot ^\circ C}$
λ	4,0	2,1	0,4*	$3,5 \times 10^{-3}$	$2,6 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-3}$	$\frac{W}{cm \cdot ^\circ C}$

* Par suite de l'isolement, λ diminue dans la direction perpendiculaire au plan des tôles.

§ 6. Choix de la température limite

Le choix de la température limite tolérée, point de départ du projet thermique, peut être basé sur diverses considérations. Dans chaque projet, il y a lieu de déterminer la considération déterminante.

La première méthode pour déterminer une température limite considère la matière non active telle que l'isolant des conducteurs et les moyens de remplissage solides ou liquides qui doivent chasser l'air de la bobine à noyau de fer. La plupart de ces substances ont une limite de température au-delà de laquelle elles deviennent inutilisables. Cette mise hors service peut se produire assez rapidement, par exemple en cas de combustion de l'isolant, mais peut également se présenter sous forme de lentes variations progressives dont l'effet ne se perçoit qu'après un temps assez long; les moyens de remplissage utilisés comme compounds peuvent s'amollir sous l'effet d'un échauffement exagéré.

La seconde considération est l'accroissement des pertes dans la matière conductrice sous l'effet d'une augmentation de la température (voir § 2). La condition d'un rendement déterminé peut requérir une température limite plus basse que la température limite déterminé par la sensibilité à la chaleur des matières non actives.

La troisième considération concerne les propriétés magnétiques du noyau de fer. Entre la température ambiante normale et environ 200 °C, les propriétés magnétiques de la tôle au silicium ne varient pratiquement pas. Pour des températures plus élevées, l'endroit où le courant de magnétisation augmente fortement se déplace vers des tensions de spire spécifiques plus basses qu'environ 30 mV/cm² à 50 Hz (voir la fig. 3).

Enfin, il y a lieu de noter que dans certains projets de bobines à noyau de

fer, l'exigence d'un rendement élevé par exemple, impose un accroissement faible de température tel qu'aucune de trois températures limites ne puisse être atteinte.

Pour donner une idée des températures limites admissibles selon la première considération (résistance à la chaleur des matières non actives) il y a lieu de mentionner que plusieurs matières isolantes normalement utilisées telles que le coton, la soie naturelle, le papier, la couche isolante d'un fil émaillé, le compound à base de brai ou de bitume et l'huile pour transformateurs, ne peuvent supporter que des températures inférieures à 100 °C. Abstraction faite des substances mentionnées, il existe de nombreuses matières isolantes dont certaines ont des températures limites notablement plus élevées telles que la fibre de verre et la couche d'oxyde de l'aluminium éloxé. Le lecteur consultera avantageusement à cet effet les publications qui y sont consacrées, par exemple l'ouvrage d'Oburger mentionné à la page 59 et les prescriptions correspondantes des organismes de normalisation tels que la C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale), la C.E.F. (Commission Electrotechnique Française) ou le V.D.E. (Verein Deutscher Elektrotechniker).

§ 7. Détermination de la densité de courant de fenêtre et de la tension de spire spécifique admissibles à partir de la température limite ou du rendement

La densité de courant de fenêtre et la tension de spire spécifique d'une bobine à noyau de fer doivent être choisies de façon que la température limite tolérée des matières ne soit dépassée en aucun endroit. Toutefois, dans de nombreux cas, la limite supérieure de la tension de spire spécifique n'est pas donnée par des considérations thermiques, mais par d'autres (voir la page 16). Les pertes «fer» spécifiques P_{fe}' sont alors fixées, ce qui simplifie le reste du calcul.

Si nous considérons des bobines à noyau de fer de forme déterminée, par exemple la bobine à noyau de section carrée constituée par des tôles E-I de la fig. 12, on connaît le volume de fer, le volume de l'enroulement et la surface refroidissante, exprimés en dimension a de la tôle mentionnée. De la surface refroidissante, on déduit les pertes totales P_p que la bobine peut traiter thermiquement; la densité de courant de fenêtre cherchée S résulte alors des pertes «conducteur» tolérées P_{cu} , égales à la différence entre les pertes totales et les pertes «fer» P_{fe} .

A titre d'exemple, nous donnerons un calcul basé sur les hypothèses simplifiées déjà mentionnées à la page 58: chute de température à l'intérieur de la bobine négligeable; surface refroidissante égale au double de la somme des trois projections.

Dans le cas d'un noyau E-I de section carrée, la surface refroidissante $A = 132 a^2$, le volume de fer $V_{fe} = 48 a^3$ et le volume d'enroulement $V_e = 36 a^3$. Comme température limite pour un projet conservatif, nous choisissons 90°C , ce qui pour une température ambiante maximale de 35°C permet donc un accroissement de température $\Delta\vartheta = 55^\circ\text{C}$. Pour le refroidissement naturel à l'air, le coefficient de transfert de chaleur entre la surface refroidissante de la bobine et l'air peut être posé égal à: $\alpha = 1 \text{ mW}/(\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C})$. Le facteur des pertes «fer» spécifiques à 50 Hz est, en moyenne de: $\gamma = 50 \text{ S} \cdot \text{cm} \cdot \text{t}^2$ et la résistivité du cuivre à 90°C est: $\varrho_{90} = 2,2 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}/\text{t}^2$. Nous admettrons en outre, pour cet exemple de calcul, que le facteur de remplissage de l'enroulement est $f = 0,25$ et que la dimension a de la tôle E-I est $a = 1 \text{ cm}$; de plus, comme tension de spire spécifique, nous choisissons $U' = 28 \text{ mV}/(\text{t} \cdot \text{cm}^2)$.

Les pertes totales admissibles sont égales à:

$$\begin{aligned} P_p &= \Delta\vartheta \cdot \alpha \cdot A = \Delta\vartheta \cdot \alpha \cdot 132a^2 = \\ &= 55 \times 1 \times 10^{-3} \times 132 \times 1^2 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}} \cdot \text{cm}^2 = 7,3 \text{ W.} \end{aligned}$$

Comme pertes «fer» nous obtenons:

$$\begin{aligned} P_{fe} &= P_{fe}' V_{fe} = \gamma U'^2 V_{fe} = \gamma U'^2 \cdot 48a^3 = \\ &= 50 \times 28^2 \times 10^{-6} \times 48 \times 1^3 \text{ S} \cdot \text{cm} \cdot \text{t}^2 \cdot \frac{\text{V}^2}{\text{t}^2 \cdot \text{cm}^4} \cdot \text{cm}^3 = 1,9 \text{ W.} \end{aligned}$$

Les pertes «conducteur» admissibles sont alors:

$$P_{cu} = P_p - P_{fe} = 5,4 \text{ W.}$$

Etant donné que, d'autre part, P_{cu} peut être exprimé en densité de courant de fenêtre (voir page 49):

$$P_{cu} = P_{cu}' V_{cu} = \frac{\varrho}{f} S^2 V_{cu} = \frac{\varrho}{f} \cdot S^2 \cdot 36a^3,$$

nous obtenons:

$$S^2 = 5,4 \times \frac{0,25 \times 10^6}{2,2 \times 36 \times 1^3} \text{ W} \cdot \frac{\text{t}^2}{\Omega \cdot \text{cm} \cdot \text{cm}^3},$$

d'où il résulte:

$$S = 130 \frac{\text{A} \cdot \text{t}}{\text{cm}^2}.$$

Lorsque la densité de courant de fenêtre et la tension de spire spécifique ne

sont pas déterminées par la température limite mais par le rendement ou par le pourcentage de pertes, il nous faut suivre une autre voie. Nous devons alors former un quotient des pertes et de la puissance utile; ce quotient doit au maximum être égal au pourcentage de pertes correspondant au rendement demandé. Dans nos considérations, pour la facilité, nous entendons par puissance utile le produit de la tension de spire et des spires de courant (voir page 17), donc:

$$P = A_{fe} U' \cdot A_f S.$$

Dans une bobine de self, cette puissance P est essentiellement de la puissance réactive, tandis que dans un transformateur dont la charge est constituée par une résistance, elle est approximativement égale au double de la puissance secondaire consommée (voir page 20 et page 65, § 7 dernier alinéa).

Comme on le sait, les pertes P_p sont constituées par des pertes «fer» et des pertes «conducteur», à savoir:

$$P_p = \gamma U'^2 V_{fe} + \frac{\rho}{f} S^2 V_e.$$

Si nous choisissons une forme déterminée pour la bobine à noyau de fer, les sections et les volumes mentionnés se trouvent dans un rapport fixe. C'est ainsi par exemple que pour un noyau carré en tôles E-I (voir la fig. 12), on a en fonction de la dimension a

$$A_{fe} A_f = 12 a^4, V_{fe} = 48 a^3 \text{ et } V_e = 36 a^3.$$

Si nous admettons pour la bobine un noyau de forme et de dimensions déterminées, il s'avère qu'en première approximation nous obtenons le rendement maximal lorsque, par un choix judicieux de la tension de spire spécifique U' et de la densité de courant de fenêtre spécifique S , nous rendons les pertes «fer» égales aux pertes «conducteur». En effet, dans l'expression:

$$\frac{P_p}{P} = \frac{\gamma V_{fe} U'^2 + (\rho/f) V_e S^2}{A_{fe} A_f \cdot U' S}$$

le dénominateur est constant pour une puissance utile P donnée; les termes du numérateur comportent des facteurs que nous pouvons considérer grosso modo comme constants, tandis que l'un des termes dépend de U'^2 et l'autre terme de S^2 . Etant donné que le produit de U' et de S (et donc également le produit des termes du numérateur) est donné, la somme du numérateur est minimale lorsque les deux termes sont égaux entre eux (en effet, la somme de deux nombres dont le produit a une valeur fixe déterminée est minimale lorsque les deux nombres sont égaux entre eux).

A titre d'exemple de la détermination de la densité de courant de fenêtre S et de la tension de spire spécifique U' sur base de considérations de rendement, prenons le cas limite idéal suivant. Soit le cas où le projet est déterminé par la condition de rendement et non par la température limite ou par un courant de magnétisation trop intense. Nous admettons en outre que nous avons choisi un noyau carré en tôles E-I, et que le facteur des pertes fer spécifique γ , la résistivité ρ et le facteur de remplissage f peuvent être considérés comme pratiquement constants. Les données connues sont la puissance utile P et le pourcentage des pertes P_p/P ; on demande la dimension a de la tôle E-I ainsi que la tension de spire spécifique U' et la densité de courant de fenêtre S .

Lorsque nous introduisons les dimensions, exprimées en mesure a , de la tôle E-I dans la formule pour le pourcentage des pertes, nous obtenons:

$$\frac{P_p}{P} = \frac{1}{a} \frac{4\gamma U'^2 + 3(\rho/f) S^2}{U' S} = \frac{1}{a} \left(4\gamma \frac{U'}{S} + 3 \frac{\rho}{f} \frac{S}{U'} \right),$$

d'où, en posant les deux termes entre parenthèses égaux entre eux (pertes «fer» = pertes «conducteur») nous obtenons:

$$\frac{U'}{S} = \sqrt{\frac{3\rho}{4\gamma f}}$$

et

$$\frac{P_p}{P} = \frac{1}{a} 4 \sqrt{3\gamma \frac{\rho}{f}}.$$

Dans ce cas idéalisé, le rendement dépend donc uniquement de la dimension a et non du choix de la tension de spire spécifique et de la densité de courant de fenêtre. Cela se comprend très facilement; en effet, dans nos hypothèses, les pertes et la puissance utile augmentent avec la même puissance de U' et de S .

Avec une dimension a ainsi déterminée, nous obtenons comme dernière donnée nécessaire le produit de U' et S :

$$P = A_{fe} A_f \cdot U' S = 12 a^4 U' S.$$

Nous illustrerons ce calcul par un exemple numérique. Données: $P = 100$ VA; $P_p/P = 0,1$. Valeurs supposées: $\gamma = 50$ S · cm · t²; $\vartheta = 90$ °C, de sorte que pour le cuivre $\rho = 2,2$ Ω · cm/t²; $f = 0,25$. Grandeurs choisies: noyau carré en tôle E-I, donc $A_{fe} A_f = 12 a^4$, $V_{fe} = 48 a^3$; $V_e = 36 a^3$. On demande: a ; U' ; S .

$$a = 4 \times 100 \sqrt{\frac{3 \times 50 \times 2,2}{10^6 \times 0,25}} \sqrt{S \cdot \text{cm} \cdot t^2 \cdot \Omega \cdot \text{cm} / t^2} = 1,46 \text{ cm};$$

$$U' S = \frac{100}{12 \times 1,46^4} \frac{V \cdot A}{\text{cm}^4} = 1,83 \frac{V \cdot A}{\text{cm}^4};$$

$$\frac{U'}{S} = \sqrt{\frac{3 \times 2,2}{4 \times 10^6 \times 50 \times 0,25}} \sqrt{\frac{\Omega \cdot \text{cm}}{t^2 \cdot S \cdot \text{cm} \cdot t^2}} = 3,64 \times 10^{-4} \frac{V}{A \cdot t^2};$$

$$U'^2 = 1,83 \times 3,64 \times 10^{-4} \frac{V \cdot A \cdot V}{\text{cm}^4 \cdot A \cdot t^2},$$

$$U' = 26 \frac{\text{mV}}{t \cdot \text{cm}^2};$$

$$S^2 = \frac{1,83 \times 10^4}{3,64} \frac{V \cdot A \cdot A \cdot t^2}{\text{cm}^4 \cdot V}$$

$$S = 71 \frac{A \cdot t}{\text{cm}^2}.$$

Que les exemples de calcul simplifiés donnés ne retiennent pas le lecteur de réfléchir à la situation réelle avec ses divers aspects. C'est ainsi, par exemple, que pour de plus grandes bobines à noyau de fer le rendement sera généralement si élevé qu'il importe peu de rendre les pertes «fer» égales aux pertes «conducteur» fait qui pourrait entraîner un projet désavantageux à d'autres points de vue. De plus, qu'il ne tire pas de conclusions trop poussées de l'hypothèse, raisonnable dans un certain domaine, que les pertes «fer» et les pertes «conducteur» sont proportionnelles au carré de la tension et du courant. Dans le cas de charges élevées des conducteurs, les pertes par effet Joule augmenteront plus que proportionnellement au carré de l'intensité du courant par suite de l'augmentation de la résistance due à l'accroissement de la température; de plus, dans un transformateur à haute charge du fer, par suite d'un intense courant de magnétisation dans l'enroulement primaire, les pertes «conducteur» peuvent devenir tributaires de la tension de spire spécifique.

Pour un calcul plus précis des pertes «fer», on ne peut se contenter de la valeur moyenne du facteur spécifique des pertes «fer» que nous avons admise pour 50 Hz. On doit prendre la valeur du facteur spécifique des pertes fer qui est valable pour la matière de noyau en cause, pour l'épaisseur de tôle utilisée, la fréquence et la tension de spire spécifique choisie.

Si les pertes du transformateur sont du même ordre de grandeur que la puissance secondaire, comme cela peut être le cas surtout pour les petits

transformateurs, il faut tenir compte de ces pertes dans la détermination de la puissance primaire; la puissance primaire doit alors être notablement plus grande que la puissance secondaire.

§ 8. Considérations finales

L'utilisateur d'une bobine à noyau de fer s'intéresse essentiellement aux propriétés électriques perceptibles aux bornes de connexion. Pour le calculateur, il existe cependant trois aspects: électrique, magnétique et thermique. Alors que le maillon électrique d'une bobine à noyau de fer se comprend en général facilement, il n'en est pas toujours de même du comportement du maillon magnétique. Nous espérons avoir amélioré, par notre mode de représentation, la compréhension de ce comportement, du moins l'avoir rendu plus maniable pour le calculateur.

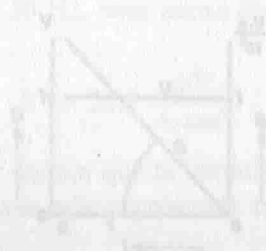
Celui-ci est tenté de considérer le projet thermique comme un mal nécessaire, fournissant peu d'indications, étant donné qu'en fait cette partie du projet n'a rien à voir avec la fonction proprement dite des bobines à noyau de fer. Or, c'est précisément ce projet qui offre le plus de prise pour des initiatives permettant d'obtenir les bobines les plus petites. On peut chercher ici dans la direction de nouveaux matériaux isolants à même de supporter des températures plus élevées, ou présentant une meilleure conduction thermique que les matériaux usuels, et dans la direction de constructions assurant une meilleure évacuation de la chaleur.

On peut également s'efforcer d'améliorer le facteur de remplissage, ce qui réduit les pertes «conducteur». Lorsqu'on porte alors la densité du courant de fenêtre à une valeur telle que l'on a à nouveau les mêmes pertes et le même accroissement de température, la puissance utile augmente proportionnellement à la racine carrée du facteur de remplissage; toutefois, en même temps le pourcentage de pertes a été réduit proportionnellement à l'inverse de cette racine carrée. Dans les cas où ce n'est pas la température mais le rendement qui est décisif, on peut donc, dans un projet de grandeur donnée, augmenter la puissance utile proportionnellement au facteur de remplissage.

Toutefois, lorsqu'on recourt à l'amélioration du facteur de remplissage pour réduire les dimensions de la bobine pour une puissance utile constante, le rapport de la surface de refroidissement au volume provoquant les pertes est plus avantageux. En outre, par l'augmentation du facteur de remplissage dans une bobine donnée, la conduction thermique devient meilleure et la capacité thermique agissant dans le premier stade de l'échauffement est plus grande.

Un exemple des deux améliorations est l'utilisation de bande d'aluminium éloxée comme conducteur. On peut ainsi obtenir un grand facteur de remplissage; de plus, on dispose d'une matière isolante à même de résister à des températures élevées.

Enfin, on peut s'efforcer d'améliorer le refroidissement, soit en augmentant l'évacuation de la chaleur par l'intermédiaire d'éléments de construction, soit par l'utilisation d'un refroidissement forcé à l'air. Etant donné que dans l'étude des bobines à noyau de fer, on est généralement peu familiarisé avec les phénomènes concernant la cession de chaleur à l'air, on pourra probablement obtenir encore des améliorations dans ce domaine. On peut réduire notablement le volume des grandes bobines lorsqu'on tolère consciemment une certaine diminution du rendement élevé que ces bobines ont par nature.



Annexe

CONSEILS THEORIQUES ET PRATIQUES

§ 1. Conversion de $B_{\max}$ en tension de spire spécifique

Il est d'usage d'indiquer la charge magnétique d'un noyau en fer par la valeur instantanée maximale $B_{\max}$ de l'induction magnétique. Nous voulons établir comment on peut convertir une valeur donnée $B_{\max}$ en une tension de spire spécifique par fréquence (efficace) telle qu'utilisée dans nos calculs. L'induction magnétique peut être exprimée en teslas (T) ou bien $V \cdot s/m^2$ ($1 \text{ T} = 10\,000 \text{ gauss}$). Lorsque le B d'un champ magnétique augmente uniformément de 1 tesla par seconde, une tension continue de 1 V est induite dans une spire plane embrassant une surface de 1 m^2 , disposée perpendiculairement à la direction du champ (voir la fig. 17).

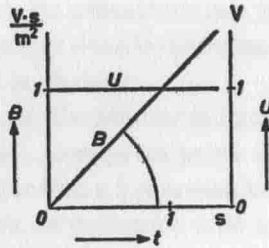


Fig. 17. Une induction magnétique B , augmentant uniformément avec le temps t induit dans une spire une tension continue constante U . Dans notre exemple, B augmente, par seconde, d'un tesla (T) = $1 \text{ V} \cdot \text{s}/\text{m}^2 = 10\,000 \text{ gauss}$ et induit une tension de 1 V dans une spire plane qui est disposée perpendiculairement à la direction du champ et qui embrasse 1 m^2 du champ magnétique.

Lorsque B varie sinusoïdalement en fonction du temps et cela d'une manière telle qu'une période soit balayée en 2π secondes alors que l'amplitude est de 1 tesla (voir la fig. 18), il s'avère que la variation maximale de B qui se produit aux passages par zéro est aussi égale à 1 T/s. Nous montrerons ce fait par la suite. Sur la fig. 18, à $t = 0$, B varie de 1 T/s et induit à ce moment la même tension que sur la fig. 17, soit 1 volt par m^2 embrassé. C'est la

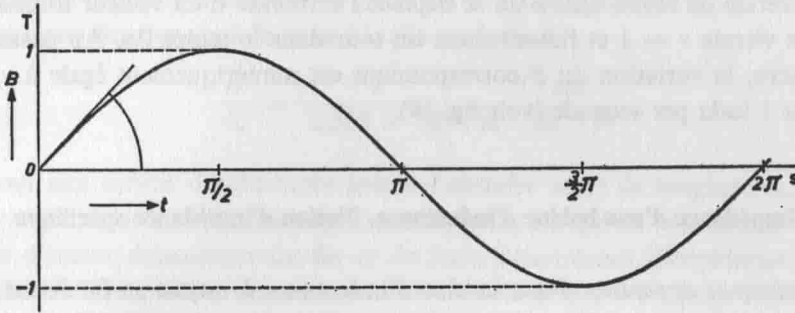


Fig. 18. La variation maximale d'une induction magnétique B sinusoïdale en fonction du temps se produit aux passages par zéro. Cette variation est de 1 tesla par seconde lorsque l'amplitude de B est de 1 tesla (T) et qu'une période dure 2π secondes.

valeur de crête de la tension alternative spécifique engendrée par un $B_{\max}$ de 1 T et d'une fréquence de $1/2\pi$ Hz. Si nous convertissons cette donnée pour la valeur de tension efficace, 1 cm^2 et 1 Hz, nous obtenons une tension de spire spécifique par fréquence de $2\pi \times 1000/(\sqrt{2} \times 10\,000)$ ou bien

$$0,444 \frac{\text{mV} \sim}{\text{t} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz}}.$$

Pour $B_{\max} = 1 \text{ T}$ et $f = 50 \text{ Hz}$, nous avons donc une tension de spire spécifique

$$U' = 22,2 \frac{\text{mV} \sim}{\text{t} \cdot \text{cm}^2}.$$

Nous voudrions montrer encore que la variation de B au point zéro de la fig. 18 a la même pente que celle représentée sur la fig. 17. A la périphérie

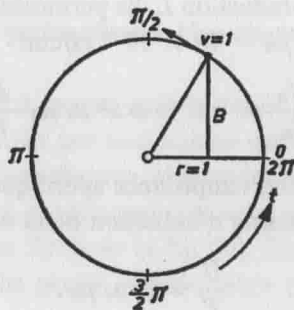


Fig. 19. Le point terminal d'un rayon rotatif du cercle de rayon $r = 1$ est animé de la vitesse $v = 1$. Un tour complet est réalisé dans le temps 2π . Aux passages par zéro, la longueur de la verticale indiquée par B varie instantanément aussi de 1.

d'un cercle de rayon égal à un se déplace l'extrémité d'un vecteur tournant à une vitesse $v = 1$ et faisant donc un tour dans le temps 2π . Au passage par zéro, la variation du B correspondant est numériquement égale à v , à savoir 1 tesla per seconde (voir fig. 19).

§ 2. Impédance d'une bobine d'inductance. Notion d'impédance spécifique

La *puissance apparente* d'une bobine d'inductance à noyau en fer fermé, à 50 Hz, est donnée par le produit de deux *produits*, à savoir celui de la tension de spire spécifique et des spires de courant spécifiques (donc d'une puissance rapportée à l'unité de volume) et celui de la section et de la longueur du fer, donc le volume de celui-ci.

L'*impédance* d'une bobine d'inductance est donnée, dans le cas d'une seule spire, par le produit de deux *quotients*, à savoir celui de la section et de la longueur du fer, et celui de la tension de spire spécifique et des spires de courant spécifiques. Ce dernier quotient U'/I' est donc une impédance rapportée à l'unité de section et de longueur de fer. Aussi, donnons-nous à ce quotient le nom «d'impédance spécifique». Cette impédance spécifique est une donnée caractéristique pour le fer utilisé et peut être déterminée, pour chaque charge de tension choisie du fer, à partir de la courbe de magnétisation; voir par exemple la fig. 3 (page 9).

Ces considérations nous permettent de calculer de la manière suivante l'impédance de la bobine d'inductance considérée:

$$\frac{U_n}{I_n} = n^2 \frac{U}{I} = n^2 \frac{U'}{I'} \frac{A_{fe}}{l_{fe}}.$$

Le mode de calcul usuel s'effectue par l'intermédiaire des notions de fréquence radiale $\omega = 2\pi f$, de self-induction L , de perméabilité relative du fer μ_r et de la constante d'induction $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-9}$ H/cm:

$$\frac{U_n}{I_n} = \omega L = \omega n^2 \mu_r \mu_0 \frac{A_{fe}}{l_{fe}}.$$

Il s'avère, que notre notion «impédance spécifique» est en corrélation avec la perméabilité et la constante d'induction de la manière suivante:

$$\frac{U'}{I'} = \omega \mu_r \mu_0.$$

La notion d'impédance spécifique n'est évidemment pas limitée au fer mais peut tout aussi bien être utilisée pour l'air. L'impédance spécifique de l'air

à 50 Hz peut être déterminée à partir de la courbe «air» de la fig. 5 ou des nombres mentionnés à la page 11, elle est égale à :

$$\frac{U'}{I_a'} = \frac{1}{2,533 \times 10^5} \frac{V \cdot \text{cm}}{\text{A} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{t}^2}.$$

Pour une bobine d'inductance avec un entrefer court de longueur l_a , nous avons donc affaire à deux impédances spécifiques, qui en concordance avec les diverses dimensions du fer et de l'air, déterminent l'impédance de la bobine d'inductance. Cette impédance est donnée par (voir page 23):

$$\frac{U_n}{I_n} = n^2 \frac{U}{I} = \frac{U' A_{fe}}{I' \cdot l_{fe} + I_a' \cdot l_a} = \frac{1}{\frac{I'}{U'} \frac{l_{fe}}{A_{fe}} + \frac{I_a'}{U'} \frac{l_a}{A_{fe}}}.$$

En complément de la notion de tension spécifique par spire par fréquence (voir page 9), nous pouvons former la notion d'«impédance spécifique par fréquence». Pour l'air (et le vide), la valeur de cette grandeur est (voir la fig. 6 et page 12):

$$\frac{U'}{I_a' f} = \frac{1}{12,665 \times 10^6} \frac{V \cdot \text{cm}}{\text{A} \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{t}^2 \cdot \text{Hz}}.$$

La concordance de cette grandeur avec la constante d'induction mentionnée plus haut est:

$$\frac{U'}{I_a' f} = 2\pi \mu_0 = \frac{8\pi^2}{10^9} \frac{\text{H}}{\text{cm} \cdot \text{t}^2}.$$

Ces facteurs remarquables, qui dépendent de π , proviennent du fait que le volt et l'ampère ont été initialement définis en concordance avec d'anciens systèmes d'unités.

§ 3. Calcul de l'angle des pertes d'une bobine d'inductance

Une bobine d'inductance à pertes «conducteur» et pertes «fer» peut être représentée schématiquement par une bobine exempte de pertes, à tension U_n et courant I_n , dans laquelle une résistance en série R_n est considérée comme la cause des pertes «conducteur» et une conduction en parallèle G_n comme la cause des pertes fer (voir la fig. 20). Du diagramme vectoriel de la fig. 21 il résulte que les pertes «conducteur» provoquent un angle des pertes:

$$\delta_1 \approx \text{tg } \delta_1 = \frac{U_r}{U_n} = \frac{I_n}{U_n} R_n.$$

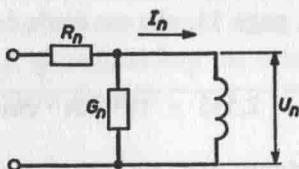


Fig. 20. Représentation schématique d'une bobine d'inductance avec pertes «conducteur» et pertes «fer». Les pertes «conducteur» sont représentées par la résistance R_n en série avec une bobine exempte de pertes, et les pertes «fer» par une conductance G_n en parallèle avec ladite bobine. La tension U_n et le courant I_n de la bobine exempte de pertes sont déphasés de 90° . Dans le cas de pertes assez faibles, la tension aux bornes et le courant sont pratiquement égaux à U_n et I_n , tandis que le déphasage diffère de 90° d'un certain angle, l'angle des pertes.

Les pertes fer provoquent un angle des pertes

$$\delta_2 \approx \operatorname{tg} \delta_2 = \frac{I_g}{I_n} = \frac{U_n}{I_n} G_n.$$

Il est supposé ici que les pertes sont assez faibles: $U_r \ll U_n$; $I_g \ll I_n$, de sorte que $\delta \approx \operatorname{tg} \delta$, tandis qu'en outre U_n et I_n sont pratiquement égaux à la tension et au courant aux bornes.

Dans l'expression pour δ ci-dessous, nous pouvons ramener l'impédance U_n/I_n par l'intermédiaire de la tension de spire U et des spires de courant I à l'impédance spécifique U'/I' , qui est donnée par la courbe de magnétisation du fer.

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 = \frac{1}{n^2} \frac{I}{U} R_n + n^2 \frac{U}{I} G_n = \frac{1}{n^2} \frac{I'}{U'} \frac{l_{fe}}{A_{fe}} R_n + n^2 \frac{U'}{I'} \frac{A_{fe}}{l_{fe}} G_n.$$

De plus, la résistance en série R_n et la conductance en parallèle G_n peuvent

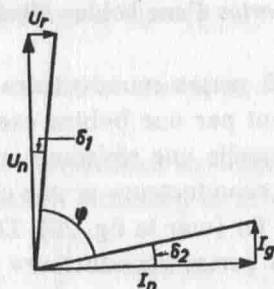


Fig. 21. Diagramme vectoriel de la fig. 20. Par suite de la tension des pertes $U_r = R_n I_n$ et du courant de pertes $I_g = G_n U_n$, la tension aux bornes et le courant sont déphasés d'un angle φ qui est inférieur à 90° d'un montant égale à $\delta = \delta_1 + \delta_2$.

être ramenées à la résistance spécifique ρ de la matière conductrice et au facteur des pertes «fer» spécifique γ (voir les pages 50 et 52), de sorte que nous obtenons finalement, pour une bobine de self à noyau en fer fermée, sans entrefer:

$$\delta = \frac{I'}{U'} \frac{\rho}{f} \frac{l_e l_{fe}}{A_f A_{fe}} + \frac{U'}{I'} \gamma.$$

La partie de ϑ due au fer ne dépend pas des dimensions du noyau de fer mais uniquement de l'impédance spécifique et du facteur des pertes spécifiques du fer à la fréquence en cause et à la tension par spire spécifique.

Lorsque le noyau de fer de la bobine d'inductance comprend un entrefer de petite longueur l_a et de même section que le noyau de fer, nous considérons cette bobine d'inductance comme étant obtenue à partir de la bobine d'inductance décrite en y ménageant l'entrefer. L'entrefer se trouve en série avec le trajet «fer»; pour la même tension U_n , l'intensité du courant augmente et cela du montant requis pour le trajet «air». Le courant devient donc:

$$I_n = \frac{I}{n} = \frac{1}{n} (I' l_{fe} + I_a' l_a).$$

Pour R_n constant, les pertes «conducteur» augmentent par suite de l'augmentation du courant. Nous admettons que les pertes «fer» $G_n U_n^2$ restent inchangées parce que la tension spécifique par spire U' n'est pas modifiée, de sorte que G_n reste également inchangé. L'impédance de la bobine d'inductance diminue donc par suite de l'augmentation de la résistance magnétique du circuit magnétique, comme le prouve d'ailleurs l'accroissement de I_n . Nous obtenons donc maintenant pour l'angle des pertes:

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{1}{n^2} \frac{I' l_{fe} + I_a' l_a}{U' A_{fe}} R_n + n^2 \frac{U' A_{fe}}{I' l_{fe} + I_a' l_a} G_n = \\ &= \frac{\rho}{f} \frac{l_e}{A_f} \left(\frac{I'}{U'} \frac{l_{fe}}{A_{fe}} + \frac{I_a'}{U'} \frac{l_a}{A_{fe}} \right) + \gamma \frac{1}{\frac{I'}{U'} + \frac{I_a'}{U'} \frac{l_a}{l_{fe}}}. \end{aligned}$$

Il y a lieu de mentionner encore que ϑ peut être trouvé à partir du quotient de la puissance de perte et de la puissance réactive P_p/P , comme nous l'avons utilisé à la page 63 pour les considérations relatives au rendement. En effet,

$$\delta = \frac{I_n}{U_n} R_n + \frac{U_n}{I_n} G_n = \frac{I_n^2 R_n + U_n^2 G_n}{U_n I_n} = \frac{P_p}{P}.$$

§ 4. Impédance à vide primaire, dispersion et distorsion dans le transformateur

Pour une tension de secteur donnée U_n , et une tension spécifique de spire choisie U' , on dispose encore du choix parmi plusieurs combinaisons de section de fer A_{fe} et du nombre de spires n pour lesquelles :

$$U_n = nU = n A_{fe} U', \text{ donc}$$

$$n A_{fe} = \frac{U_n}{U'} = \text{constante} .$$

La combinaison d'un plus grand n et d'un plus petit A_{fe} fournit alors pour une même longueur de fer l_{fe} une plus grande *impédance à vide primaire* U_n/I_n . En effet :

$$I_n = \frac{I}{n} = \frac{I' l_{fe}}{n} ,$$

donc

$$\frac{U_n}{I_n} = \frac{n A_{fe}}{l_{fe}} \frac{U'}{I'} n ,$$

ou bien proportionnel à n , car U'/I' est fixé par la courbe de magnétisation du fer. Toutefois, dans une construction à petite section de fer à grand nombre de spires, la résistance des enroulements sera grande et, pour un mode de bobinage normal, leur dispersion sera plus grande.

La *dispersion* mutuelle de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire augmente avec leur écartement, comme nous l'avons vu dans le transformateur à dispersion. La dispersion devient extrêmement petite lorsque nous scindons l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire et que nous les enroulons l'un à travers l'autre, sur le même tronçon de noyau, par exemple alternativement une couche de spires primaires et une couche de spires secondaires.

Dans les transformateurs de réglage représentés sur la fig. 22a, à prise variable sur l'enroulement secondaire, de la dispersion peut se produire malgré le fait que l'enroulement secondaire est enroulé sur le même noyau très près autour de l'enroulement primaire. En effet, lorsqu'une charge est connectée à la prise, la tension de spire dans le tronçon de noyau compris entre la partie chargée de l'enroulement secondaire diminue, de sorte qu'une fraction du champ de la partie non chargée se ferme en contournant la partie chargée par l'intermédiaire de l'air et de l'autre noyau. Nous avons rencontré une fermeture analogue du champ magnétique dans le transformateur à dispersion chargé.

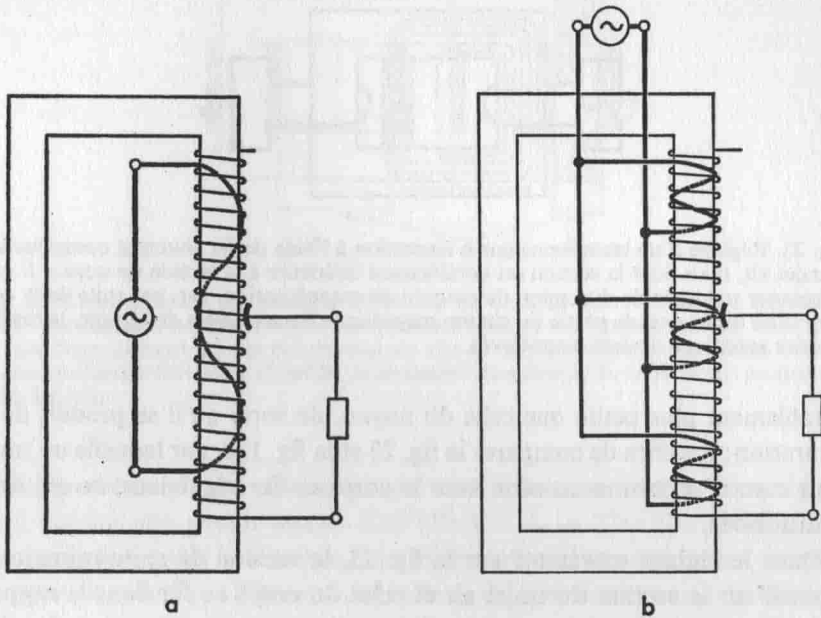


Fig. 22. Transformateur de réglage à prise variable sur l'enroulement secondaire. a) Exécution normale. b) Exécution avec enroulement primaire constitué par trois sections identiques montées en parallèle; cet agencement augmente notablement la constance de la tension de spire.

On peut réduire notablement la dispersion en scindant l'enroulement primaire en deux ou un plus grand nombre de sections analogues montés en *parallèle*; voir la fig. 22b. Chaque section reçoit le nombre de spires original, de sorte que la section du conducteur peut être choisie plus petite. Cette construction permet aussi de maintenir la tension de spire le long du noyau notablement mieux constante, même lorsque du courant est prélevé sur la prise.

Dans le cas d'une tension de secteur sinusoïdale, la *distorsion* du courant de magnétisation augmente à mesure que le noyau de fer doit traiter des tensions de spire spécifiques plus élevées. Cette distorsion n'influence alors la forme de la tension secondaire que lorsque du côté primaire, une tension (déformée) se produit aux bornes de la résistance de l'enroulement primaire et de l'impédance de dispersion. Pour éviter la déformation de la tension secondaire, on peut donc réduire la charge du fer et s'efforcer de réduire la dispersion et la résistance primaire.

Pendant le réglage d'un transformateur à dispersion, il se produit une déformation notable du courant de magnétisation lorsque le corps en fer régulateur couvre toute la longueur du trajet «air», alors que sa section est

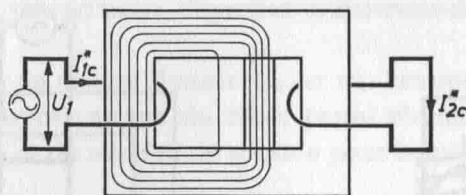


Fig. 23. Réglage d'un transformateur à dispersion à l'aide de fer shuntant complètement le trajet air, mais dont la section est notablement inférieure à la section du noyau. Il peut en résulter une notable distorsion du courant de magnétisation, car, par suite de la concentration d'une grande partie du champ magnétique dans la pièce de réglage, la tension de spire spécifique devient assez élevée.

notablement plus petite que celle du noyau, de sorte qu'il se produit de la saturation; il suffira de comparer la fig. 23 et la fig. 13d, sur laquelle un trajet d'air restant se trouve en série avec le corps en fer régulateur, ce qui évite la distorsion.

Dans le réglage représenté sur la fig. 23, la tension de spire primaire se répartit sur la section du trajet air et celui du corps en fer dans le rapport des résistances magnétiques réciproques, de sorte que la section fer doit traiter une tension de spire assez élevée.

§ 5. Détermination plus précise de la résistance magnétique du trajet «air» du transformateur à dispersion

Pour le calcul du courant de court-circuit d'un transformateur à dispersion, nous avons introduit la notion «résistance magnétique du trajet air» (page 43). On entend par là le quotient des spires de courant et de la tension de spire lorsque ces spires de courant sont nécessaires pour faire passer un champ de cette tension de spire dans ledit trajet d'air. Dans le cas d'un champ homogène, la résistance magnétique d'un trajet «air» de longueur l_a et de section A_a est égale au produit d'un quotient de grandeurs électriques et d'un quotient de dimensions: $(I_a'/U') \cdot (l_a/A_a)$. Pour la valeur de l'«impédance spécifique» de l'air, U'/I_a' , voir page 71. Pour ce calcul, on a supposé, pour la facilité, une répartition du champ dans l'air de la fig. 13c telle que représentée sur la fig. 24.

Comme nous l'avons déjà fait remarquer antérieurement, un calcul basé sur cette supposition conduit à une trop grande résistance magnétique. En effet, la tension de spire spécifique (ou densité de champ) U' dans l'espace intérieur compris entre les culasses est plus petite que celle admise, car une partie du champ se dirige par exemple entre les surfaces latérales et les

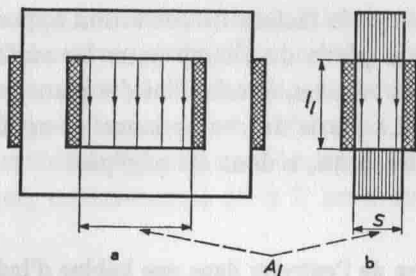


Fig. 24. Représentation schématique du champ air dans un transformateur à dispersion, dont l'enroulement secondaire est court-circuité. L'allure des lignes de champ dans le fer et dans l'enroulement n'a pas été représentée afin de ne pas compliquer le dessin. D'après ce champ d'image fortement simplifié, la résistance magnétique du trajet serait proportionnelle à l_a/A_a .

surfaces extérieures des culasses et que toute la tension de spire U se répartit donc sur une plus grande section d'air effective $A_{a\text{ eff}}$. Une plus petite densité de champ le long de la distance l_a implique cependant aussi moins de spires de courant spécifique I' (moyenne) le long de l_a et donc moins de spires de courant I pour le trajet du champ U d'une culasse vers l'autre.

La fig. 25 donne le rapport de la section «air» effective à la section «air» représentée sur la fig. 24, $A_{a\text{ eff}}/A_a$ en fonction du rapport de la distance entre les culasses et les arêtes de la section du noyau, l_a/s . Cette courbe résulte de mesures électriques expérimentales effectuées sur une disposition analogue et cela en mesurant la capacité mutuelle de deux longues tiges métalliques de section carrée.

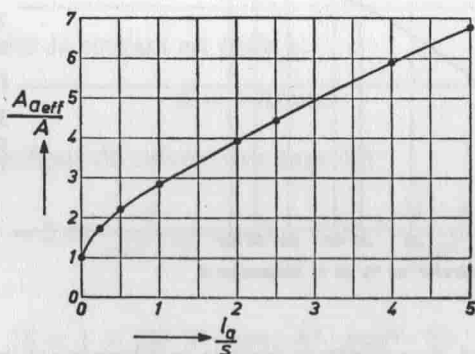


Fig. 25. Rapport de la section air effective $A_{a\text{ eff}}$ à la section air A_a représentée sur la fig. 24, en fonction du rapport de la distance de les culasses aux arêtes de la section carrée de celle-ci. Dans le cas d'utilisation de ce facteur de correction, $A_{a\text{ eff}}/A_a$, on ne tient compte que de l'augmentation de la section air dans des plans parallèles au plan du dessin de la fig. 24b.

Il y a lieu de noter que le facteur de correction apporté sur la fig. 25 ne tient compte que de la partie du champ entre les surfaces latérales et les surfaces extérieures des culasses, et cela dans des plans parallèles au plan du dessin de la fig. 24b. La partie du champ entre les extrémités des culasses, contournant les enroulements, a donc été négligée.

§ 6. Longueur effective de l'entrefer dans une bobine d'inductance

Dans le calcul de la bobine d'inductance, nous avons admis, en vue de simplifier, que la section transversale du champ magnétique dans l'entrefer est égale à la section du fer. Cela est pratiquement exact pour des entrefers très courts par rapport aux dimensions transversales. Toutefois, lorsque l'entrefer est plus long, le champ devient plus large par suite de la courbure du champ marginal, de sorte que la section moyenne du trajet air est plus grande et que la résistance magnétique et donc le nombre de spires de courant requis sont plus petits que selon notre hypothèse. On peut en tenir compte dans les calculs en posant, pour une section fer donnée A_{fe} , la section air égale à A_{fe} mais en admettant pour la longueur effective l_a de l'entrefer une valeur plus petite que la valeur réelle. La fig. 26 donne grosso modo, pour

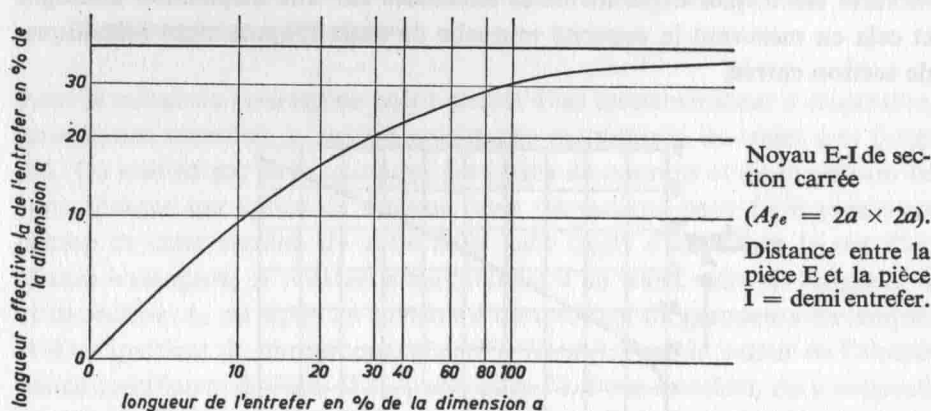


Fig. 26. Valeur effective l_a d'un entrefer en fonction de la longueur réelle dans le cas d'un noyau E-I de section carrée. L'entrefer est obtenu en disposant la pièce I à une certaine distance de la pièce E. Etant donné que, sur son trajet de la pièce centrale, par l'intermédiaire de la pièce I, vers les pièces de noyau extérieures, le champ magnétique doit parcourir deux fois cette distance, la longueur de l'entrefer est aussi égale à deux fois cette distance. La courbe tend vers une limite qui est atteinte lorsque la pièce I est entièrement enlevée.

un noyau E-I (voir la fig. 12) de section carrée la longueur effective de l'entrefer en fonction de la longueur réelle. Cette courbe a été obtenue par des mesures effectuées sur une bobine d'inductance à entrefer variable. Elle tend vers une valeur finale pour laquelle tout le champ se dirige du bras central du E vers les pièces extérieures, tandis que le corps I a été enlevé. En outre il y a lieu de noter que, contrairement au § 5, on a tenu compte ici de la correction entière.

§ 7. Accroissement de la température d'un fil de cuivre après sa mise en circuit

A la page 56, nous avons établi comment la température du fil d'un enroulement augmente dans le cas d'une charge de durée si courte que la propagation et l'évacuation de la chaleur sont négligeables. A titre d'exemple numérique, nous indiquerons le nombre de degrés par seconde dont la température d'un fil de cuivre de 1 mm^2 de section traversé par un courant de 1 A augmente dans ces conditions.

Le facteur de remplissage f étant ici 1, nous avons:

$$\frac{\Delta \vartheta}{t} = \frac{\rho}{c} \frac{S^2}{c}.$$

Dans notre cas, à la température ambiante normale (voir page 50), la résistivité est égale à:

$$\rho = 1,8 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm} = 18 \times 10^{-6} \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot \text{mm}.$$

De plus, la densité de courant est égale à:

$$S = 1 \text{ A/mm}^2$$

et la chaleur spécifique du cuivre (voir page 60):

$$c = 3,4 \frac{\text{J}}{\text{cm}^3 \cdot ^\circ\text{C}} = 3,4 \times 10^{-3} \frac{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{s}}{\text{mm}^3 \cdot ^\circ\text{C}},$$

donc

$$\frac{\Delta \vartheta}{t} = \frac{18 \times 1 \times 10^3}{10^6 \times 3,4} \frac{\text{V} \cdot \text{mm} \cdot \text{A}^2 \cdot \text{mm}^3 \cdot ^\circ\text{C}}{\text{A} \cdot \text{mm}^4 \cdot \text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{s}} = 0,005 ^\circ\text{C/s}.$$

Il y a lieu de tenir compte du fait que, pendant l'échauffement, la résistivité du cuivre augmente, de sorte que l'accroissement de température est plus rapide.

INDEX

Air	2, 55	capacité mutuelle	77
—, bulles d'	59	carcasse	21
—, courbe d'	71	caractéristique	6, 8, 44
—, dimensions de l'	71	— pour l'air	12
—, espace d'	38	— de charge	2, 3
—, section d'	42, 43, 77	caractéristiques courant-tension	4, 5, 6, 7, 8, 9, 42
—, —, effective	77	— — des bobines à air	11
—, trajet d'	22, 40, 42, 43, 47, 73, 75	— pour le fer sans prémagnétisation	12
—, —, entre les culasses	41	chaîne électrique-magnétique	3
—, —, longueur	43	chaleur	22, 49, 55, 57, 58
—, —, résistance magnétique	76	—, cession de — à l'air	67
—, —, section	76	—, coefficient de transfert de	58, 62
—, volume d'	22	—, évacuation de la	56, 66, 67, 79
aluminium	20, 21, 50	—, genèse de	59
— éloxé	61	—, impulsion de	56
— —, bande d'	67	—, ondes de	57
ampère	5, 46, 71	—, propagation de la	55, 56, 57, 79
ampère-tours	5, 11, 46, 47	—, quantité de	58
— par unité de longueur d'air	22	—, sensibilité à la	60
— par unité de longueur de fer	22	— spécifique	55, 57, 79
— par volt par tour	47	— — par volume	59, 60
A · t	5	champ	38, 40, 47
A · t/cm	8	— air	42, 43, 77
aspects : magnétique, électrique et thermique	66	— alternatif	5, 13, 26
		— continu régulateur	26
B, variation de	69, 70	— —, sens	14
—, variation maximale de	68	—, densité de	77
B_{max} , conversion de	68	—, direction du	37
bitume	61	—, distribution de	41
bobine	1	—, grandeur de	V
— à courant alternatif à entrefer	12	— homogène	11, 76
— à entrefer	32, 36, 40	—, intensité de	13
— sans entrefer	40	—, intensité de — électrique	59
— d'inductance 1, 3, 17, 22, 23, 24, 25, 45	65, 67	—, ligne de	40, 41, 77
— à noyau de fer	51, 72	— marginal, courbure du	78
— —, schéma équivalente d'une	51, 72	— magnétique	4, 47, 74
— unitaire	51, 52	— — dans l'air	11, 40
—, volume	3, 53	— — alternatif	V
bornes de connection	66	— — constant	13
brai	61	— —, dimensions	1
		— —, notions pour la description	1
Calculateur	66	— — comme phénomène courant-tension	13
capacité thermique	55, 57, 66	— —, section	78
— — spécifique	57		

- champ primaire . . . 38, 39, 40, 41, 43
 — —, distribution du . . . 40
 —, trajet du . . . 40, 77
 —, trajet du — dans l'air . . . 40
 charge . . . 1, 13, 30, 38, 53, 55, 63, 74
 — admissible . . . 22
 — des conducteurs . . . 16
 — de courant . . . 30
 — d'un enroulement secondaire . . . 12
 — de la fenêtre . . . 29
 — du fer . . . 16
 — inductive . . . 38, 40, 41, 42
 — du maillon électrique et du maillon
 magnétique . . . 16
 — de la matière . . . 17, 18
 — maximale . . . 3
 — du noyau . . . 29, 40
 — ohmique . . . 38, 41, 42, 43, 44
 — spécifique . . . 53
 — à vide . . . 43
 chauffage . . . 55
 chutes de tension . . . 47
 circuit . . . 29
 — complet . . . 47
 — magnétique . . . 47, 73
 — d'utilisation . . . 19
 claquage de l'isolant . . . 59
 combustion de l'isolant . . . 60
 commutation . . . 14
 comportement magnétique des noyaux
 de fer . . . 7
 comportement thermique . . . 54
 compound . . . 21, 60, 61
 compoundage . . . 59
 conducteur . . . 22
 — électrique . . . 14
 — magnétique . . . 4
 —, matière du . . . 35
 —, section de . . . 35
 conductibilité thermique . . . 59
 conduction . . . 51, 52
 — en parallèle . . . 71, 72
 — spécifique . . . 52
 — de substitution . . . 52
 — thermique . . . 55, 57, 58, 59, 66
 — — spécifique . . . 55, 57, 59, 60
 consommation primaire . . . 54
 constante d'induction . . . 71
 construction, données de . . . 32
 — géométrique . . . 43
 contre-tension . . . 47
 convection . . . 55, 58
 —, facteur de . . . 55
 corps en fer régulateur . . . 75, 76
 — en fer, section du . . . 76
 coton . . . 21, 61
 courant
 5, 6, 22, 23, 26, 42, 46, 71, 72, 73
 — alternatif . . . 9, 10, 14, 17, 26, 27, 33
 — —, variation du . . . 26
 — aux bornes . . . 72
 — de chaleur . . . 55
 — continu . . . 2, 3, 4, 9, 10, 25
 — — maximal . . . 27
 — — de réglage . . . 17, 26, 33, 35
 — — régulateur . . . 27
 — —, variation du . . . 26, 28
 — de compensation . . . 37
 — de court-circuit . . . 44, 54, 76
 — de fenêtre . . . 50
 —, forme finale du . . . 37
 — de magnétisation
 1, 13, 16, 19, 22, 42, 45, 52, 60, 64, 65, 75
 — —, distorsion du . . . 76
 — —, forme du . . . 36
 — maximal . . . 27
 — minimal . . . 27
 — nominal . . . 54
 — des pertes . . . 72
 —, pointes de . . . 16
 — primaire . . . 17, 38, 40, 41
 — secondaire . . . 17, 19, 38
 — de de la source . . . 29
 — thermique stationnaire . . . 57
 —, valeurs extrêmes du . . . 27
 —, variations du . . . 8, 14
 — à vide . . . 19
 courbe air . . . 23, 36, 43
 — *B-H* statique . . . 13, 14
 — de fonctionnement . . . 26, 29
 — — linéaire . . . 27, 29
 — — réduite . . . 27
 — de magnétisation . . . 70
 courbure des caractéristiques . . . 36
 court-circuit . . . 38, 43, 56
 — pour le champ magnétique . . . 22
 cube conducteur . . . 49
 — unitaire . . . 50
 cuivre . . . 20, 21
 culasses . . . 40, 42, 43, 76, 77
 —, distance entre les . . . 77
 —, trajet air entre les . . . 41
 Décalation . . . 1, 40, 45
 décharge par lueurs . . . 59
 demi-cercle . . . 43

- densité de courant de fenêtre
 17, 20, 22, 23, 33, 35, 49, 53, 54, 56, 61,
 62, 64
 — maximale. 16
 déphasage 1, 14, 41, 42, 43, 72
 dérivation 47
 diagramme courant-tension . 26, 27, 29, 30
 — vectoriel 71, 72
 différentiation du flux 14
 dimension 4, 7, 30, 33, 34, 48, 49
 — a 34, 61, 62, 63, 64, 66, 78
 — linéaire 53
 — unitaire V, 8, 11, 12, 52
 dispersion 13, 19, 74, 75
 distorsion 16, 36, 37, 75, 76
 données du circuit extérieur 29
 données de construction 32
 données courant-tension 14
 dynamo d'auto 8

 Echauffement 66, 79
 — de l'enroulement 26
 — du fer 16
 effet secondaire 19, 45
 empiement, hauteur d'
 20, 21, 23, 33, 35, 36
 enroulement 1
 —, couche de l' 59
 — courant alternatif 2, 25, 35
 — courant continu 25
 —, forme de l' 36
 —, méthode d' 59
 —, nombre de spires de l' 35
 —, ouverture de l' 4
 — primaire 1, 2, 38, 65, 74
 — —, résistance de l' 75
 — —, sections de l' 75
 —, de réglage 2
 —, résistance d' 35, 74
 — secondaire 1, 2, 38, 74
 — — non chargé 40
 —, section de l' 22
 —, volume de l' 20, 49, 56, 61
 entrefer
 . 1, 2, 4, 11, 12, 15, 22, 25, 40, 41, 73, 78
 —, longueur de l' 23, 78, 79
 —, longueur effective de l' 78, 79
 enveloppante 29, 30
 épaisseur 51
 essai à vide 54
 — de court-circuit 54
 état électrique 4
 — magnétique 4
 état non réglé 26, 27
 — réglé maximal 26, 27, 30
 — stationnaire 54, 55, 56, 58
 expérience imaginée V

 Fenêtre, espace dans la 25
 — du noyau 4, 16
 —, section de 18, 19, 20, 33, 34, 35, 50, 53
 fer 20
 —, charge du 75
 —, comportement magnétique d'une
 sorte de 8
 —, dimensions de 71
 —, longueur de
 9, 11, 23, 24, 32, 33, 35, 52, 74
 —, sections de 8, 18, 52, 74, 78
 — saturé 36
 —, surcharge du 22
 —, trajet de 22, 47, 73
 —, volume de 22, 35, 61, 62
 fil de cuivre 79
 — émaillé 61
 — rond 59
 —, sorte de 21
 force 13, 14
 — magnétique 16
 forme carrée 36
 fréquence . . . 1, 4, 5, 8, 48, 51, 65, 69, 73
 — radiale 70
 — unitaire 12

 gauss (Gs) 68
 graphique de magnétisation 26

 Harmoniques 16
 huile 55, 58, 60, 61
 hystérésis, boucles d' 14

 Impédance 41, 72, 73
 — de la bobine d'inductance . . . 70, 71
 — de dispersion 75
 — spécifique 70, 71, 72, 73, 76
 — — de l'air 70
 — — par fréquence 71
 — à vide primaire 74
 imprégnation 59
 inductance 29
 — à dispersion 45
 induction 13, 14, 68
 insertion d'une courbe 27, 28, 30
 — d'une surface 30, 31
 instruments de mesure à cellules
 redresseuses 14

- intensité de champ H 13
 intégration de fonctions sinusoïdales 14
 intermittence 56
 ionisation 59
 isolant des conducteurs 60
 —, combustion de l' 60
 isolement entre les tôles 13, 60
 — des conducteurs 57

 Limite idéale 18
 linéarité magnétique de l'entrefer 36
 longueur unitaire 51

 Magnétisation 10, 13, 15, 25
 —, caractéristique de 13
 —, courbes de 30, 72, 74
 —, ligne de — pour l'air 11
 —, ligne de — générale pour l'air 12
 —, sens de la 10
 magnétisme, mode d'approche du 13
 maillon d'une chaîne 4
 — électrique 4, 6, 26, 46, 49
 — magnétique 5, 6, 11, 26, 45, 46, 47, 66
 — — fermé 22
 —, dimensions des deux — s 46
 masse 17, 18, 57
 — minimale 20, 21
 — spécifique 20
 matériaux isolants 66, 67
 matière active 55
 — conductrice 49, 50, 56
 — ferromagnétique 14
 — homogène 47
 — isolante 21, 55, 61
 — de noyau 51, 65
 — résistante 52
 milieu réfrigérant 55, 58
 mise en circuit 14, 54
 — hors circuit 14

 Nœud 47
 non-linéarité 2, 3
 — des propriétés magnétiques du fer 36
 notions électriques 5
 noyau, arête de la section du 77
 — E-I 62, 78, 79
 — de fer 1, 6, 22
 — de fer, dimensions du 6, 73
 — de fer mobile 2
 — de fer non saturé 3
 —, forme du 63
 —, longueur du 4, 13, 20, 23
 —, matière du 8

 noyau, propriétés magnétique du 9
 — secondaire 38, 41
 —, section
 4, 7, 8, 11, 13, 20, 22, 32, 33, 42, 53, 63
 —, volume du 15, 20, 32, 33

 Onde de chaleur 55
 — thermique 55

 Papier 21, 61
 — isolant 59
 parallèle 12, 36, 37, 40, 45, 71, 72, 75
 période du courant alternatif, moitié
 de la 36
 perméabilité 42, 43
 — relative 70
 pertes 1, 16, 40, 41, 45, 49, 53, 54, 55, 56, 66
 —, accroissement des 60
 —, angle des 71, 72, 73
 —, coefficient des 14
 — conducteur
 49, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 71, 72, 73
 — —, mesurer les 54
 — — spécifiques 49, 53, 54
 — fer 51, 52, 61, 62, 63, 64, 65, 71, 72, 73
 — fer, mesurer les 54
 — — spécifiques 51, 53, 54
 — — spécifiques, facteur de
 51, 52, 62, 65, 73
 — ohmiques 13
 —, pourcentage des 53, 54, 63, 64, 66
 — spécifiques 55
 — totales 61, 62
 — du transformateur 65
 —, valeur des 13
 — par volume 53, 55
 phase 40, 42
 phénomène courant-tension 4
 — électrique de courant-tension V
 — magnétique 5, 14
 — de magnétisme, interprétation des 8
 — de variations électriques 14
 pièce de réglage 76
 point de fonctionnement 27, 33, 35
 polyester 21, 60
 prémagnétisation
 2, 4, 9, 10, 16, 26, 32, 36, 45
 prise variable 74
 prix 17, 18
 — minimal 21
 produit courant-tension 3, 20
 — de la section du noyau et de la sec-
 tion de la fenêtre 16, 17, 18, 20, 23, 32, 33

- ul style="list-style-type: none; padding-left: 0;">
- produit de la tension de spire et des spires de courant de fenêtre 17, 23, 63
- de la tension de spire spécifique et des spires de courant spécifiques . . 70
- de U' et S 64
- projections, somme de trois 61
- projet thermique 49, 66
- propriétés électriques 66
- magnétiques 7
- — de l'air 25
- — des matières 13
- — du fer 23, 24, 25
- puissance 2, 49, 53, 57
- active 2
- alternative 3
- apparente
 - 1, 2, 3, 6, 7, 16, 17, 18, 22, 23, 26, 32, 33, 53, 54, 70
 - — spécifique 11, 15, 32
 - — spécifique par fréquence 12
- continue 27
- dissipée 51
- de perte 73
- — par volume 56
- primaire 66
- réactive 2, 3, 22, 63, 73
- secondaire 63, 65, 66
- utile 63, 64, 66
- wattée 2
- Quotient de grandeurs électriques . . 76
- des dimensions 76
- différentiel 14
- Rapport courant-tension 2, 3
- de courant 29, 30, 31
- — continu au courant alternatif . . 32
- du nombre de spires 1
- de la section du noyau à la section de la fenêtre 17
- de tension 29, 30, 31
- s maximaux des courants et des tensions 32
- rayonnement 55
- redresseur monophasé 45
- refroidissement 67
- à l'air 58
- forcé 16, 58, 59
- , mode de 53
- naturel à l'air 16, 62, 67
- , surface de 49, 66
- réglage 3, 26, 27, 28, 32, 33, 44
- , cours du 26
- réglage, état de 30
- , facteur de 26
- , gamme de 26
- , linéarité du 30
- maximal 28, 30, 35
- médiocre non linéaire 26
- remplissage, facteur de 35, 49, 50, 53, 56, 57, 60, 62, 64, 66, 67
- rendement 18, 33, 49, 53, 54, 60, 61, 63, 64, 65, 66, 67, 73
- maximal 63
- répartition homogène du champ . . . 48
- réseau électrique 47
- résistance 6, 16, 18, 19, 29, 35, 42, 43, 50, 63, 75
- , augmentation 65
- magnétique 39, 40, 44, 47, 48, 73, 76, 77, 78
- — d' air 39, 40, 76
- — du fer 42
- — spécifique 48
- en série 71, 72
- spécifique 51, 72
- résistivité 35, 49, 50, 53, 56, 62, 79
- ronflement des tôles des noyaux . . . 16
- Saturation 3, 36, 40, 76
- secondaire chargé 39
- court-circuité 39
- ouvert 39
- secteur 1, 13
- section carée 62
- conductrice 50
- self-induction 70
- séric 2, 3, 12, 25, 36, 37, 45, 71, 72
- shuntage 44, 51
- siemens (S) 51
- $S \cdot \text{cm} \cdot \text{t}^2$ 51, 52, 62, 64, 65
- sinusoïde 36
- soie naturelle 61
- somme minimale 18, 63
- vectorielle 42, 43, 47
- source 47
- spire, couche de — s 74
- , longueur de 20, 35
- , nombre de — s
 - 1, 4, 5, 6, 7, 9, 21, 23, 25, 32, 33, 35, 36, 50, 52, 74
- , nombre de — s primaire 19
- seule 6, 7, 8, 9, 10, 14, 26, 35, 46, 51, 52
- de courant 5, 6, 8, 22, 24, 40, 44, 46, 77
- — air 12, 22

- spire de courant alternatif 5, 11, 35
 — — continu 35
 — — court-circuit 44
 — — court-circuit secondaire 39
 — — de fenêtre 16, 17, 19, 20, 23
 — — fer 12, 22, 23, 40, 41
 — — primaire 19, 39, 42
 — — secondaire 19, 23, 38, 39, 42, 43
 — — spécifiques V, 7, 8, 26, 30, 43, 53, 77
 — — — air 23
 — — — alternatif 10, 27, 32
 — — — continu 10, 14, 30
 — — à vide 40
 surcharge 56
 surface de fonctionnement réduite
 29, 30, 31 32
 — des projections 58

 Température 28, 49, 50, 53, 54, 55, 59, 66
 —, accroissement de
 53, 54, 56, 57, 61, 62, 66, 79
 — ambiante 58, 60, 62
 — — normale 79
 —, chute de 57, 58, 59, 61
 —, coefficient de 50
 —, différence de 57
 — limite 60, 61, 62, 63, 64
 —, saut de 58, 59
 —, uniformisation de la 57
 —, —, vitesse de l' 57
 temps 56
 tension
 5, 6, 7, 22, 23, 26, 36, 42, 46, 52, 68, 71, 72
 — alternative . 1, 4, 5, 9, 10, 14, 25, 26, 27
 — — efficace 11, 16
 — — sinusoïdale 14
 — — de spire 11
 — — de spire spécifique 10, 14
 — —, variation de la 26
 — aux bornes 2, 72
 — continu 35
 — — de spire 35
 — magnétique 40, 42, 44, 47
 — minimale 27
 — maximale 27
 — nominale 54
 — des pertes 72
 — primaire 43
 — secondaire 19, 43
 — —, déformation de la 75
 — —, forme de la 75
 — de secteur 19, 38, 40, 45, 74
 — de la source 29

 tension spécifique par spire par fré-
 quence 9, 12, 71
 — de spire 5, 6, 7, 8, 19, 20, 21, 23, 33,
 38, 40, 46, 72, 74, 75, 76
 — — air 41, 42, 43
 — — air spécifique 43
 — — efficace 5
 — — par fréquence 14
 — — primaire 13, 38, 39, 41, 42
 — — secondaire 13, 38, 39, 41, 42
 — — par section de noyau 16
 — — spécifique
 V, 5, 7, 8, 10, 17, 20, 22, 23, 30, 51, 52, 53,
 54, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 69, 74, 75
 — — spécifique par fréquence
 9, 12, 15, 36, 69
 — — spécifique maximale admissible
 16, 20, 61
 —, valeurs extrêmes de la 27
 tesla (T) 68
 tôle 13, 14, 20, 23
 —, croquis de la 34
 — E-I 33, 34, 61, 63
 —, empilement des — s 13
 —, épaisseur de 14, 65
 —, forme de la 33, 35
 — au silicium 4, 8, 9, 11, 13, 51, 60
 — —, caractéristique de la 26
 — —, propriétés magnétiques de la . . 60
 toroïde 11
 tours, nombre de 8
 trajet de dérivation magnétique 3
 — —, réglage du 3
 — dans le fer 7, 8
 — magnétique 7, 10, 14, 47, 48
 transformateur 1, 3, 17, 18, 22, 23, 32, 45
 — non chargé 36
 — idéal 45
 —, petit 65, 66
 — à dispersion
 1, 2, 3, 12, 38, 39, 40, 41, 45, 74
 — — chargé 74
 — —, réglage d'une 3, 44, 75, 76
 — de réglage 74
 — — à prise variable 75
 transformation des phénomènes élec-
 triques et magnétiques 46, 52
 transducteur 1, 2, 3, 9, 17, 24, 32, 36, 37, 45
 — non réglé 36
 —, caractéristique du 27
 —, croquis de principe d'un 25
 —, dimensions du 34
 —, volume du 33

triangle rectangle	43	V/t	5
tronçon de noyau secondaire	40	$V/(t \cdot \text{cm}^2)$	8
Unité de longueur	26	$V/(t \cdot \text{cm}^2 \cdot \text{Hz})$	.9, 12
— de section	26	volume	17, 18, 53, 57, 66
— s, système d'	71	— de la bobine	3
Valeur de crête	69	—, élément de	58
— efficace	14, 16, 69	— minimale	20, 23
vecteur	70	— unitaire	V
volt	5, 46, 71	Zone de fonctionnement	26, 26, 29, 30, 32
— s par tour	.5, 46	$\Omega \cdot \text{cm}/t^2$	50

Van Eldik et Cornelius TRANSFORMATEURS, BOBINES D'INDUCTANCE, TRANSDUCTEURS ET TRANSFORMATEURS A DISPERSION

